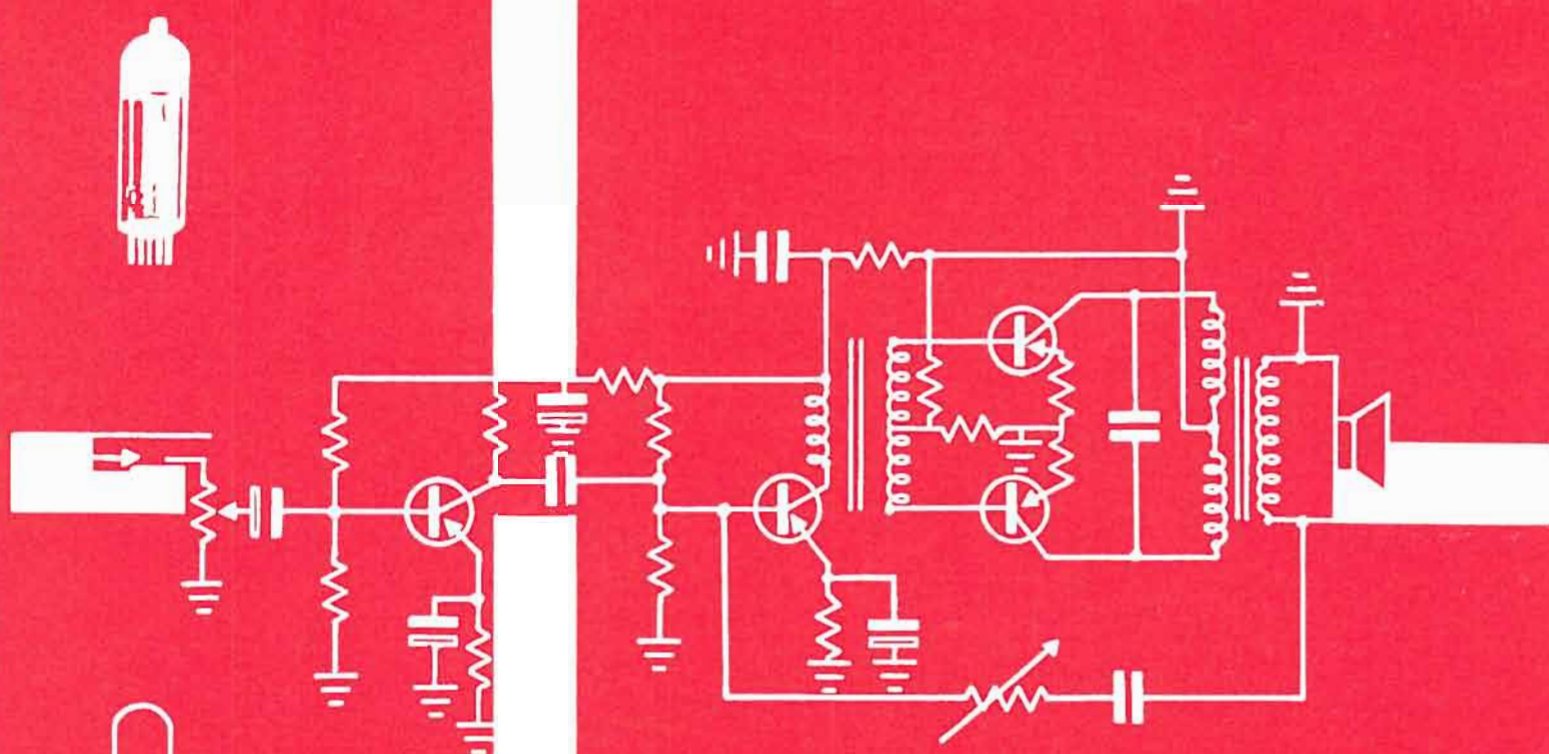
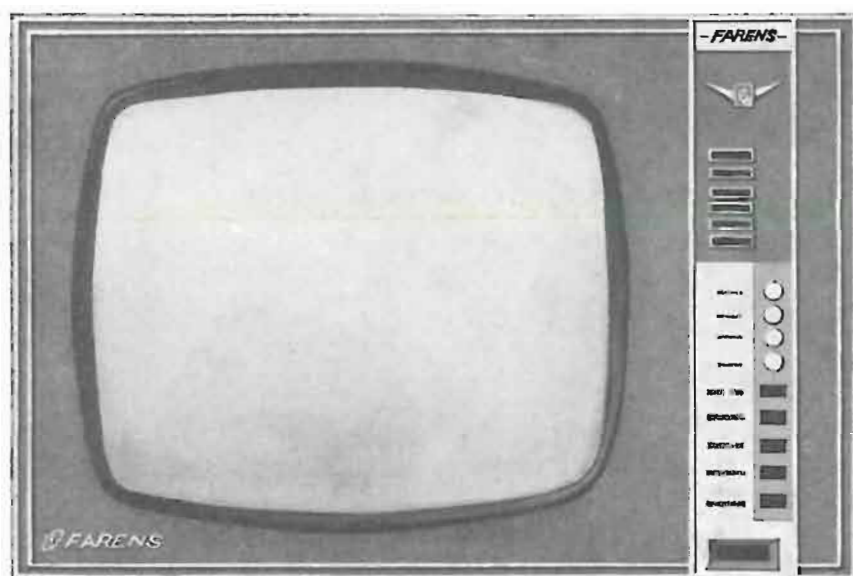
TV
l'antenna
ANNO XXXVI - GIUGNO 1964
NUMERO
6
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
LIRE 350

ANNO XXXVI

GIUGNO 1964 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Il boom tedesco ad Hannover

Di anno in anno la Fiera di Hannover si fa sempre più grande, tendendo con probabilità a raggiungere e superare il livello della ben nota Fiera di Lipsia dell'anteguerra.
Basti pensare che il settore radio-elettronico ospitato in quattro grandi padiglioni a 2 piani ed uno a 5 piani, superava in vastità, numero di espositori ed interesse del materiale esposto, la pure specializzata Mostra della Radio-TV di Berlino dello scorso settembre.
L'industria elettronica tedesca è in piena espansione, parallelamente all'economia nazionale ed al tenore di vita sociale. Una sensibile aliquota della sua produzione (dal 40 al 60%) è destinata all'esportazione, tanto che nella Germania Occidentale si sta verificando un allarmante squilibrio della cosiddetta "bilancia dei pagamenti", ma in senso diametralmente opposto alla nostra attuale congiuntura: vi è cioè una forte eccedenza di valuta straniera.
E tale contingenza potrebbe generare un accrescimento della capacità di acquisto di beni durevoli e non, con conseguente inizio di una pericolosa spirale inflazionistica.
Comunque, a parte queste considerazioni di economia generale che sorgono spontanee dall'inevitabile confronto delle due Fiere di Milano e di Hannover, susseguitesi a distanza di pochi giorni una dall'altra, non si può fare a meno di apprezzare e considerare positivamente la politica tedesca in tema di esportazioni.
Ed è altresì da notare che la conquista dei mercati esteri non avviene sotto la prevalente pressione del prezzo basso, chè anzi, dato l'incremento del costo della mano d'opera, i prezzi sono praticamente allineati con la concorrenza, ma è bensì dovuta oltre che alla qualità e genere del prodotto, ad una magistrale organizzazione commerciale aiutata e potenziata dallo Stato.
L'industria elettronica tedesca ha presentato quest'anno ad Hannover una produzione professionale veramente cospicua ed interessante: valga come esempio il settore dei piccoli calcolatori elettronici di tipo numerico e digitale che attualmente stanno diffondendosi in ogni industria quali preziosi strumenti di programmazione, progettazione e controllo.
L'esportazione di tali apparati avviene non solo nell'ambito del MEC, ma anche in paesi extraeuropei quali l' America e il Canada o in paesi del gruppo Est oltre cortina.
Nel campo della radio-televisione l'attività è parimenti notevole: viene dato un netto impulso ai ricevitori radio-stereofonici ed ai televisori con circuito misto a valvole e transistori.
Notati in modo particolare i radioricevitori a transistori costruiti con caratteristiche speciali per esportazione nei paesi africani (gamme d'onda particolari e compensazioni circuitali della temperatura sino a 50 °C e del calo tensione della batteria a secco).
Nei rispetti della Fiera di Milano se ne ricava un'impressione di maggiore compostezza tecnico-commerciale, interessante più che altro gli operatori economici anzichè il grande pubblico.
Comunque il comportamento della Repubblica Federale sotto questo profilo è da meditare profondamente. E pure da meditare sono le dichiarazioni ufficiali fatte come di consueto alla chiusura della Fiera dal suo Direttore con un indirizzo di plauso al Cancelliere Erhard attribuendogli l'attuale successo di sviluppo economico provocato dall'adozione di una politica di "privatizzazione" dell'industria, anzichè di quella di "statizzazione", dilagante oggi in molti paesi. "Honni soit qui mal y pense" è il leggendario motto che appare sullo stemma della Corona inglese.

A

S. Danella

Ricevitore di TV a transistori alimentato dalla rete con schermo da 19"*

Il progetto di un televisore interamente a transistori, in bianco e nero, alimentato dalla rete, fu studiato per 114 gradi di deflessione, già usati nei televisori da 19 e 23 pollici. La televisione a transistori sarà alla portata di tutti solo quando sia il prezzo che le sue prestazioni saranno paragonabili a quelle dei tipi attuali a tubi elettronici. Conseguentemente gli sforzi furono diretti a sviluppare apparecchi a basso costo e circuiti che non presentassero apprezzabili compromessi nelle prestazioni. Questo articolo descrive: 1) il progetto del ricevitore, 2) alcuni nuovi tipi di transistori che furono studiati per specifiche funzioni e 3) le prestazioni del ricevitore. Verrà trattato solo il caso di funzionamento dalla rete. I maggiori problemi incontrati nel ricevitore furono la deflessione, la sezione video e gli stadi RF. Il televisore finito contiene 23 transistori 14 diodi ed un rettificatore ad alta tensione. Prima e durante la progettazione del televisore, furono studiate due nuove famiglie di transistori per specifiche funzioni nel ricevitore. Questi dispositivi che sono tutt'ora in fase di sviluppo vengono qui identificati con la siglia TA. La prima di queste famiglie, un transistore RF mesa a diffusione al germanio con bassa capacità di reazione è usato nel selettore e negli stadi amplificatori FI suono e video. Il secondo, un transistore di potenza ad alta tensione a collettore diffuso e a base graduata è usato quale pilota e finale orizzontale, finale verticale e finale suono.

1. - SELETTORE

Il selettore, indicato nella figura 1, consiste di 3 transistori sperimentali mesa al germanio, usato per le funzioni di amplificatore RF, mescolatore e oscillatore VHF.

Un balun montato sul selettore, trasforma il segnale in entrata da 300 a 75 Ω, che, sul canale 13, costituisce un adattamento approssimativo per l'amplificatore RF. L'amplificatore RF è neutralizzato e funziona nella inserzione con emettitore comune, con una tensione di collettore di 10 V ed una corrente di emettitore di 4 mA. Esso fornisce una banda passante di 7 MHz ed un guadagno di potenza di 16 dB. Il circuito di uscita è accoppiato a quello di entrata del mescolatore per mezzo di un trasformatore a doppio accordo che usa un divisore capacitivo sul secondario per l'adattamento di impedenza.

Il mescolatore che funziona anche lui nell'inserzione con emettitore comune è neutralizzato dal suo circuito di uscita per mezzo di un divisore capacitivo. La neutralizzazione è preferita all'uso di una trappola FI risonante serie posta sulla base del mescolatore per l'eliminazione della reazione a FI. L'uso della neutralizzazione permette anche al mescolatore di essere usato come amplificatore FI qualora si voglia aggiungere al ricevitore anche il selettore UHF. Il mescolatore funziona con una tensione di 12 volt ed una corrente di emettitore di 1,5 milliampere e permette un guadagno di conversione di 15 dB.

Lo stadio oscillatore, nell'inserzione con base comune funziona ad una frequenza di 44 MHz sopra quella del segnale di entrata, con una tensione di iniezione da 200 a 300 mV sull'emettitore del mescolatore. Questo stadio funziona con una tensione di collettore di 11 V

(*) Rielaborato da un articolo di SANTILLI, R. A., THANOS, H. e WHEATLEY, C. F. apparso su *Trans. IEEE*, vol. BTR-9, n. 2, luglio 1963, pagg. 62-71.

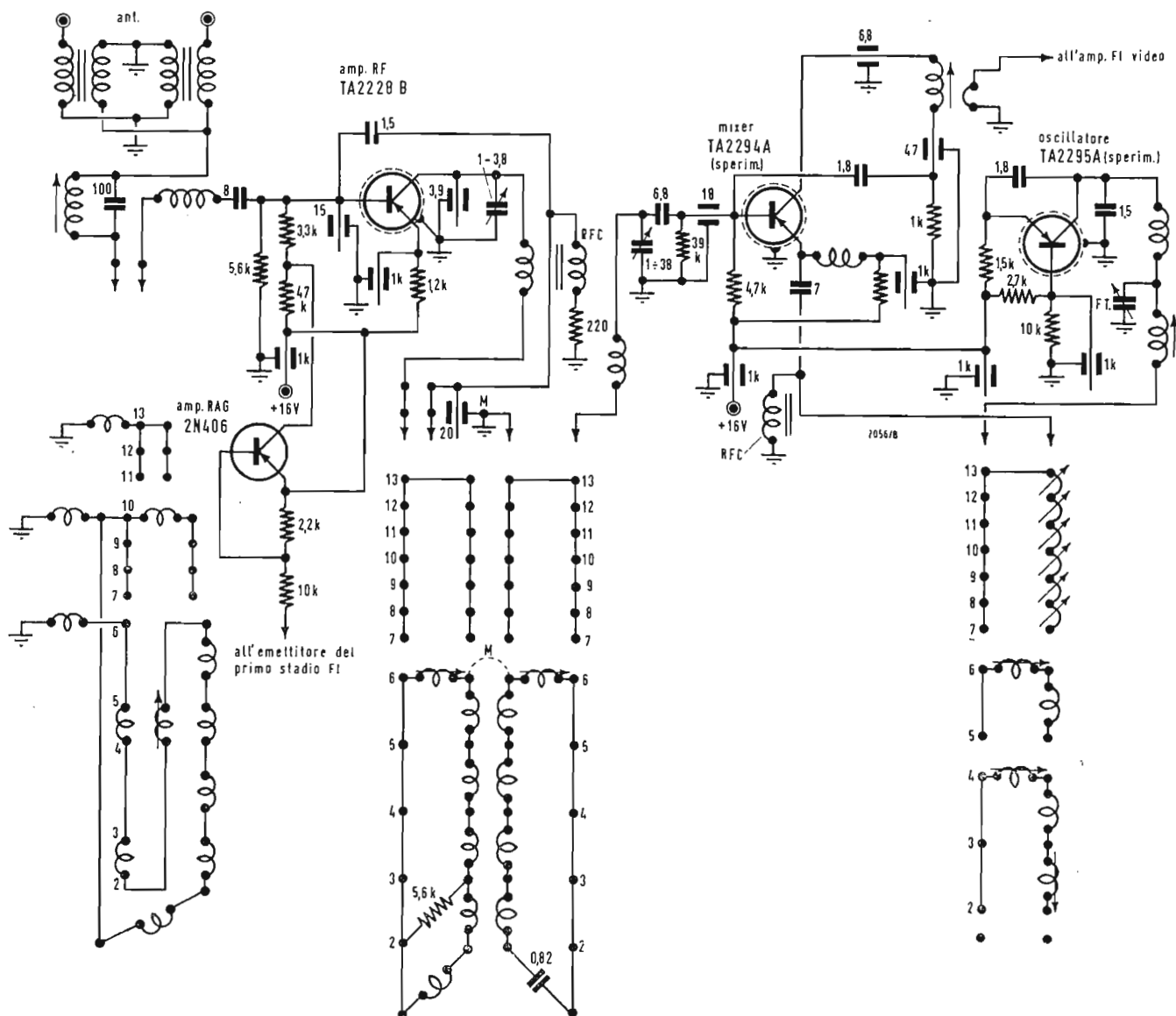



Fig. 1 - Circuito del selettore.

ed una corrente di emettitore di 2,5 mA. Il selettore ha una banda passante di circa 6 MHz e permette un guadagno in potenza di 31 dB e 41 dB rispettivamente sui canali 13 e 2. Il fattore di rumore del selettore non eccede 6 dB.

Amplificatore FI video

L'amplificatore FI video, indicato nella figura 2 è accoppiato al selettore per mezzo di un trasformatore a doppio accordo sovraccoppiato, l'avvolgimento primario del quale è montato sul selettore. L'avvolgimento secondario è montato all'ingresso dell'avvolgimento FI ed è accoppiato a link al primario. Tre stadi nella inserzione con emettitore comune neutralizzati, impieganti transistori mesa diffusi sono stati usati nell'amplificatore FI video. I primi due stadi sono controllati con RAG inversa; tutti e tre gli stadi funzionano con una tensione di collettore di 12 V ed una corrente di emettitore di 2 milliampere.

Nell'amplificatore FI sono usati stadi ad accordo sfalsato per permettere il guadagno e la banda passante richiesti. Poiché i circuiti di ingresso e uscita sono accordati su frequenze diverse, l'accordo sfalsato permette un maggiore prodotto guadagno larghezza di banda, di quello che può essere ottenuto con lo stesso numero di circuiti accordati ad accordo sincrono, connessi in cascata. L'amplificatore FI fu progettato per permettere un guadagno di 75 dB ed una larghezza di banda di 4 MHz e 6 dB. Il guadagno è di soli 3 dB maggiore per stadio di quello che si ottiene con accordo sincrono; la stabilità non ne è peggiorata. Le frequenze usate per il secondo, terzo e quarto trasformatore FI sono 42,25-44-45,75 MHz rispettivamente. Il quarto trasformatore FI e il rivelatore video sono schermati fra loro internamente ad uno schermo per FI per ridurre le radiazioni delle armoniche della FI. Le trappole per il suono e le portanti adiacenti suono e video sono accoppiate al primo trasformatore FI sull'avvolgimento del link. La banda-passante totale di FI con le trappole è di circa 3,5 MHz.

2. - CINESCOPIO E AMPLIFICATORE VIDEO

La scelta di un cinescopio per il ricevitore era limitata ai tipi disponibili da 19 pollici e 114 gradi di deflessione. Furono scelti cinescopi a bassa tensione di pilotaggio (approssimativamente 50 V massimi) per poter ridurre i requisiti di tensione di rottura e di dissipazione del transistore di uscita video. Furono considerati due tubi, il 19AYP4 del tipo con alta tensione sulla griglia n. 2

e il 19CHP4 del tipo con bassa tensione sulla griglia n. 2. Il 19CHP4 ha una tensione di interdizione di 51 V massimi con un EAT di 18.000 V ed una tensione di griglia n. 2 di 50 V.

Il 19AYP4 ha una tensione di interdizione di 51 V quando la tensione della griglia n. 2 è regolata a 150 V. I costi per la potenza di alimentazione non erano un fattore importante perchè la tensione per la griglia n. 2 dei due tubi era prelevata da una presa resistiva dal circuito di uscita orizzontale; da questo circuito può essere ottenuto un massimo di 220 V. Non si aveva un deterioramento apprezzabile del punto luminoso con alta corrente del fascio nel 19AYP4 con tensione di griglia n. 2 ridotta. Il tipo 19AYP4 venne quindi scelto come standard per questa applicazione, invece del 19CHP4.

Il diagramma del circuito per l'amplificatore video è mostrato nella figura 3. Per permettere un'adeguato pilotaggio del cinescopio è necessario usare un transistore capace di fornire 100 V di segnale video composto. Il transistore RCA-2N2405 NPN planare al silicio ha la necessaria tensione di rottura, una buona linearità di corrente per correnti anche superiori a 25 mA, una dissipazione di collettore (in aria libera) di 750 mW fino a 55°C, e una F_T (prodotto guadagno per larghezza ampiezza di banda) di 75 MHz. L'alta capacità di reazione del 2N2405, di circa 9 pF, riduce il guadagno dello stadio di uscita ed aumenta i requisiti dello stadio pilota. Un circuito che permetta una ragionevole impedenza in entrata (più grande di 500 Ω) con un singolo transistore richiederebbe una capacità di reazione dell'ordine di un decimo di quella del 2N2405 ed un apprezzabile aumento di F_T senza nessun peggioramento delle altre caratteristiche.

Sebbene un tale tipo di transistore rappresenti l'obbiettivo desiderato, tali dispositivi poco costosi e che abbiano tutte queste caratteristiche non sono ancora disponibili.

Lo stadio di uscita video impiega una controreazione in continua proporzionale alla tensione di uscita per la stabilizzazione del punto di lavoro. Le condizioni di lavoro senza segnale sono approssimativamente di 10 mA e 50 V.

Sia il suono che i segnali di sincronizzazione sono ottenuti dal circuito di uscita video. Il circuito in uscita usa bobine di compensazione in serie perchè la distribuzione delle capacità risulta ottima per questa configurazione, per il massimo prodotto guadagno per larghezza di banda (cioè la capacità totale del collettore è uguale alla capacità totale al catodo del cinescopio nella posizione di massimo contrasto).

Viene usato un controllo di contrasto ad alto livello. L'impedenza in entrata del pilota video è alta, compatibilmente

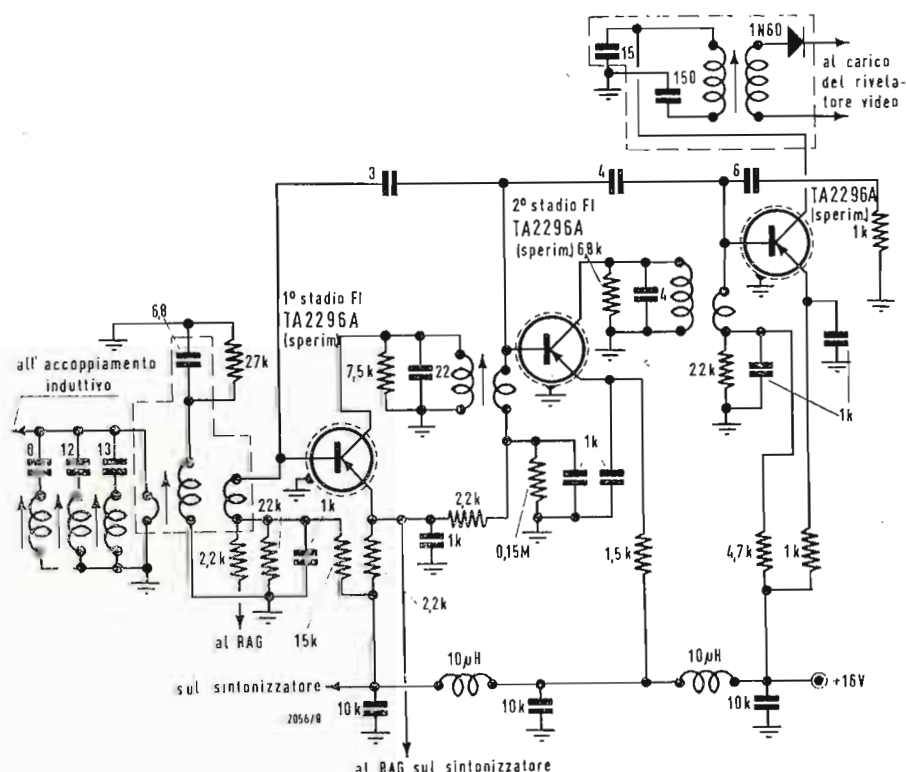



Fig. 2 - Schema dell'amplificatore FI.

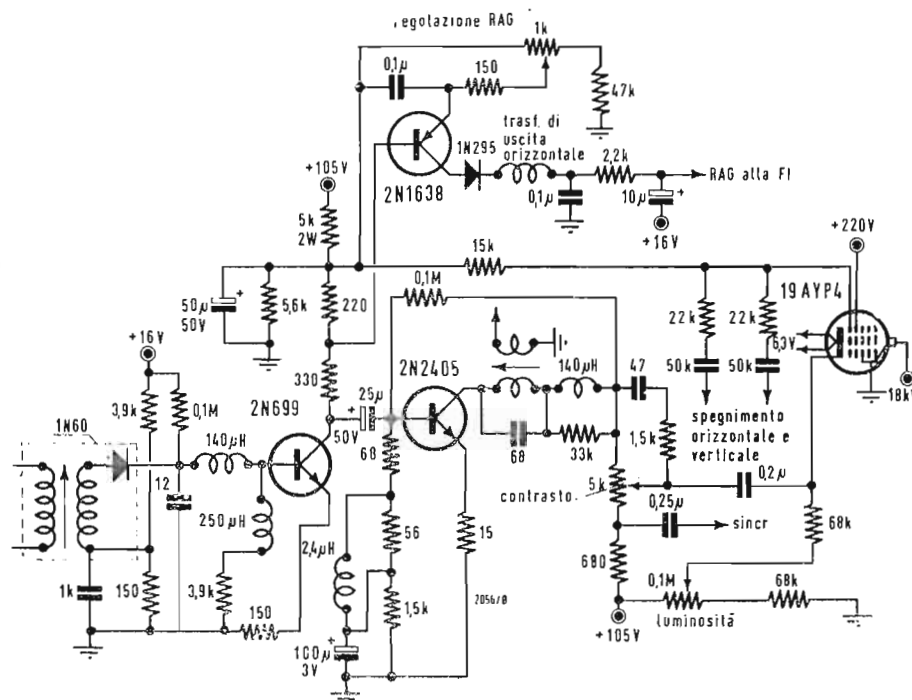



Fig. 3 - Circuiti della RAG e dell'amplificatore video.

con il necessario guadagno video, e il diodo rivelatore video è polarizzato diretto per rendere minima la compressione dei bianchi in corrispondenza ai segnali di basso livello. Il pilota 2N699, che è un transistore planare al silicio NPN simile al 2N2405, è accoppiato in continua al rivelatore video per permettere un funzionamento lineare e un buon rendimento del rivelatore video. La componente continua del segnale è amplificata dal pilota video e applicata alla griglia del cinescopio per la reinserzione della componente continua. L'impedenza in entrata del pilota video è di circa 4000 Ω ed il guadagno totale di tensione alla base del 2N699 al lato caldo del controllo di contrasto è di 55.

La larghezza di banda totale, a 3 dB è di 3,2 MHz.

3. - SINCRONISMO, SUONO E REGOLAZIONE AUTOMATICA DI GUADAGNO (RAG)

Il circuito di sincronismo è indicato nella figura 4. Il transistore RCA 2N388 amplificatore di sincronismo e limitatore è pilotato dal segnale ad alto livello ottenuto ai capi del resistore da 680 Ω nel circuito di uscita video. Il circuito di accoppiamento all'amplificatore di sincronismo ha una lunga costante di tempo rispetto al periodo di riga orizzontale. Quindi la base del 2N647 è polarizzata in senso inverso rispetto all'emettitore e solo gli impulsi di sincronismo positivo sono amplificati. Questi impulsi di sincronismo positivo sono inviati all'invertitore di fase 2N2614 che fornisce quindi gli impulsi di fase adatti per il rivelatore di fase bilanciato di tipo convenzionale. L'invertitore di fase limita anche l'impulso di sincronismo in modo da fornire segnali molto puliti alla rete del CAF (controllo automatico di frequenza) e all'integratore verticale. Il segnale di sincronismo verticale ottenuto dall'emettitore del 2N2614 è integrato e inviato al circuito di deflessione verticale.

Gli intervalli di agganciamento e di tenuta del CAF sono rispettivamente di 120 e di 200 Hz.

Il segnale del suono a 4,5 MHz è preso attraverso un circuito con accoppiamento a trasformatore dallo stadio di uscita video e va all'amplificatore FI del suono, (vedi fig. 5) un tipo sperimentale mesa diffuso al germanio che permette un guadagno di potenza di 37 dB sull'avvolgimento primario del rivelatore a rapporto.

Questo transistore funziona con una tensione di collettore di 12 V ed una corrente di emettitore di 2,5 mA. La limitazione di tensione è ottenuta nel circuito di collettore usando una alta impedenza di carico. (Con il secondario caricato, il rivelatore a rapporto fornisce un carico di 4000 Ω al transistore.

Questo valore rappresenta tutt'ora un considerevole disadattamento all'impedenza di uscita del transistore che è di 120.000 Ω in queste condizioni di funzionamento).

Nel ricevitore viene impiegata una

RAG del tipo ad impulsi, prendendo un impulso dal trasformatore in uscita orizzontale e applicandolo al collettore dell'amplificatore della RAG, 2N1638. Nel circuito del collettore è usato un diodo per impedire che la parte positiva dell'impulso proveniente dal trasformatore orizzontale vada a polarizzare in senso diretto il diodo formato fra collettore e base del 2N1638, ed anche per impedire alla tensione della RAG formatasi di scaricarsi attraverso il transistore. L'ampiezza della tensione inversa base-emettitore può essere aggiustata per permettere una regolazione del livello della RAG. La tensione positiva della RAG viene inviata alla base del primo amplificatore FI video.

Poichè la modulazione incrociata non è un fattore importante nell'amplificatore FI video, viene usata una RAG inversa in modo da ottenere una minima variazione della larghezza di banda. La tensione della RAG è applicata al 1° e al 2° amplificatore FI, il primo stadio funziona come amplificatore in continua per il secondo come indicato nella figura 2.

Nello stadio amplificatore RF viene usata una RAG diretta per i miglioramenti che permette di ottenere per quanto riguarda la modulazione incrociata. Il transistore 2N406, indicato nella fig. 1, è usato come un amplificatore in continua per aumentare o diminuire il valore di uno dei resistori di polarizzazione della base per il transistore RF. Il 2N406 è di solito saturato, mantenendo il punto di lavoro del transistore RF a 4 mA e 10 V, e rimane in tale condizione anche quando all'amplificatore è applicata la RAG inversa. Questo metodo permette un ritardo della RAG in RF, come indicato nella figura 6. Quando la corrente di emettitore del primo amplificatore FI si avvicina allo zero, il 2N406 esce dal punto di saturazione e progressivamente s'introduce una maggiore resistenza in parallelo al resistore da 47.000 Ω, aumentando in tal modo la corrente di emettitore del transistore RF. Sebbene questa tecnica si possa impiegare senza usare un dispositivo attivo, il costo totale di tutti e due i metodi è approssimativamente lo stesso ed il metodo della RAG con amplificatore permette una migliore stabilità e intercambiabilità.

4. - BASSA FREQUENZA

Il circuito BF indicato nella figura 5, fornisce una potenza media di uscita di 1 W ed una potenza massima di uscita di 2 W. Il guadagno di potenza è di 70 dB con una impedenza in entrata di 10.000 Ω. Con un'alimentazione di 36 V, occorre usare un transistore audio a basso costo che possa sostenere 100 V fra collettore ed emettitore nel funzionamento in classe A. Il circuito a tre stadi con accoppiamenti in continua, usa approssimativamente 20 dB di controreazione per permettere l'uso di un transistore abbastanza non lineare in uscita.

Il transistore di potenza è connesso attraverso un isolante a foglio di mica allo chassis metallico che serve come aletta di raffreddamento. L'intercambiabilità dei transistori in questo circuito è eccellente. La stabilità termica è buona per temperature ambiente da zero fino a 65°C.

5. - CONSIDERAZIONI SULLA TENSIONE DI ALIMENTAZIONE

La scelta della tensione di alimentazione di un televisore ha una notevole influenza sul costo totale e sulle difficoltà di produzione. Se la facilità di produzione e le economie generali impongono una tensione di alimentazione di circa 150 V, alcune riduzioni nel costo possono essere realizzate eliminando il trasformatore di alimentazione (lasciando il telaio caldo), sebbene si abbia un aumento nei costi a causa delle esigenze di isolamento. Una alimentazione di circa 12 V dà un piccolo vantaggio nelle vendite in quanto il ricevitore può essere usato con una batteria per auto; tuttavia occorre prendere in considerazione gli addizionali costi dell'antenna, dei cavi di connessione, del contenitore che sia veramente trasportabile e della commutazione per permettere un funzionamento sia in alternata che in continua.

Finchè non saranno disponibili dispositivi a semiconduttori con tensioni di rottura dell'ordine di 1 a 2 kW non si potranno sfruttare i vantaggi della soluzione con telaio caldo; perciò l'uso di una tensione di alimentazione di 150 V non verrà qui presa in considerazione. Se occorre fornire una certa potenza P, la corrente di carico I diminuisce all'aumentare della tensione di alimentazione E. Poichè la costante di tempo RC è fissa per un certo grado di filtraggio e di disaccoppiamento e poichè la resistenza di carico aumenta con il quadrato della tensione di alimentazione (per una P costante), il valore di capacità richiesto nel filtro varia con il quadrato della tensione di alimentazione. La capacità di un condensatore elettrolitico di determinate dimensioni fisiche varia anche inversamente con la tensione al quale esso è formato. Perciò il volume (e il costo) dei condensatori elettrolitici richiesto è in funzione inversa della tensione di alimentazione e le alte tensioni di alimentazione vengono preferite per ridurre sia i costi che le dimensioni.

Il costo del trasformatore di alimentazione e del rettificatore al silicio è quasi indipendente da quello della tensione di alimentazione, eccettuato che per tensioni o correnti molto alte.

Per condizioni di pilotaggio costante all'ingresso e di energia costante di

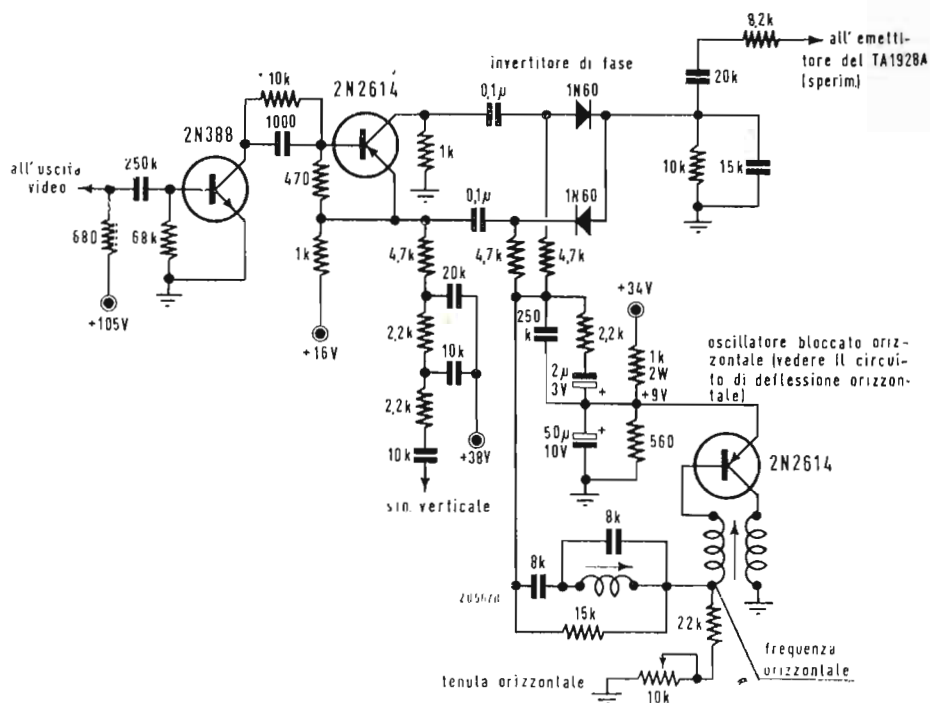



Fig. 4 - Circuito di sincronismo.

Tabella 1. - Requisiti approssimati per la deflessione a 110 gradi e 18 kV con una alimentazione non regolata. La tensione di alimentazione indicata è la tensione di alimentazione nominale.

Tensione di alimentazione	12	18	24	36	48 V
Valore tipico del condensatore di filtro	5000	2000	1200	500	300 μF
Corrente di picco del collettore o del diodo smorzatore	18	12	9	6	4,5 A
Tensione di saturazione di picco ammessa sul collettore o tensione diretta sul diodo smorzatore	0,5	0,75	1	1,5	2 V
Tensione diretta sul diodo smorzatore corrispondente a 0,6 V per alimentare a 36 V	0,2	0,3	0,4	0,6	0,8 V
Beta necessario per pilotaggio con 400 mA	45	30	22	15	11
Tensione di picco del collettore o del diodo	100	150	200	300	400 V
Induttanza del giogo	22	50	90	200	350 μH
Capacità per formare la « S »	36	16	9	4	2 μF
Caduta di tensione (L di/dt) in 1" di filo se la corrente di picco di collettore viene variata in ½ μ sec.	0,9	0,6	0,45	0,3	0,21 V
Lunghezza relativa del filo richiesta per produrre effetti dovuti alla lunghezza dei terminali	0,11	0,25	0,45	1	1,8

deflessione in uscita, tensioni di alimentazione più alte permettono vantaggi di costo e di fabbricazione per quanto riguarda il transistore in uscita, il diodo smorzatore, il giogo e il condensatore correttore di linearità, eccetto che per la tensione di rottura del transistore come indicato nella tabella I. Inoltre il rendimento del circuito viene generalmente aumentato e la filatura del circuito diventa generalmente meno critica se si aumentano le tensioni di alimentazione. È ovvio perciò che ragionevolmente alte tensioni devono essere usate per produrre televisori che possano competere con quelli oggi esistenti; occorre però conseguentemente sviluppare transistori e diodi con alte tensioni di rottura.

6. - DEFLESSIONE VERTICALE

Un circuito di deflessione verticale è fondamentalmente un amplificatore audio in classe A che presenta una retta di carico complessa, severi requisiti di bassa frequenza ed un bisogno assoluto di un controllo della linearità. I primi tentativi per realizzare la deflessione verticale con un giogo a sella furono interrotti perchè la dissipazione del transistore raggiungeva valori di circa 8 o 10 W.

L'uso di un giogo toroidale riduce la dissipazione del transistore di un fattore di almeno 3, e permette di usare il telaio metallico quale aletta di raffreddamento del transistore, con un foglio di mica quale isolante.

Il Q più alto del giogo toroidale produce normalmente un lungo tempo di ritorno e una tensione di ritorno molto alta, la tensione di ritorno è legata alla tensione di alimentazione per ottenere il minimo tempo di ritorno per una data tensione di ritorno.

Un ulteriore vantaggio è dato dal fatto che l'impulso di ritorno, avendo un lato di discesa ripido, fornisce un impulso di soppressione verticale molto ben definito. Il circuito di deflessione verticale indicato nella fig. 7, fornisce un'eccellente linearità e intercambiabilità perchè esso usa circa 25 dB di tensione di controreazione proporzionale alla corrente del giogo. La stabilità in continua è ottenuta con l'applicazione di una tensione di controreazione proporzionale alla tensione di collettore

del transistore di uscita TA-2083, attraverso una rete di divisione di tensione alla base del 2N2614. La tensione di collettore è quasi indipendente dalla tensione di alimentazione da 105 a 135 V. Il circuito amplificatore è stabile per temperature ambiente da zero a 65°C. Aumentando o diminuendo la controreazione si può controllare la ampiezza verticale senza interferenza con le altre funzioni nel circuito verticale.

Il primo 2N2614 nella fig. 7 è l'oscillatore verticale. Un oscillatore bloccato è usato più spesso di un multivibratore. Bisogna porre attenzione alla filatura di questo stadio per evitare che il segnale orizzontale in uscita si accoppi capacitivamente o induttivamente al circuito dell'oscillatore. Il controllo di sincronismo è ottenuto variando la corrente di carico fornita al condensatore che determina la frequenza nel circuito di base del transistore oscillatore. Sebbene questo comando varî anche la ampiezza tale variazione non dovrebbe essere di grande importanza poichè l'immagine è sempre mantenuta in sincronismo prima che i comandi di ampiezza e linearità siano messi a punto durante la messa in servizio del ricevitore.

La frequenza dell'oscillatore aumenta di circa il 10% all'aumentare della temperatura da 0 a 50°C, perchè quando la corrente residua del transistore oscillatore aumenta con la temperatura, viene fornita una ulteriore corrente di carica. La frequenza dell'oscillatore è essenzialmente indipendente dalla tensione di alimentazione. La necessaria forma a « S » dell'impulso dell'oscillatore è ottenuta dalla somma di una corrente proporzionale al dente di sega generato e di una corrente proporzionale ad una tensione parabolica sviluppata ai capi del condensatore da 0,12 microfarad. Il controllo di linearità influenza l'ampiezza della tensione parabolica, ma ha poco effetto sulla ampiezza o frequenza.

I livelli di tensione e di corrente sono scelti in modo da evitare l'uso di condensatori elettrolitici per dare al segnale la forma e la frequenza volute. Questo procedimento dovrebbe semplificare la produzione ed aumentare la stabilità a lungo termine e il grado di affidamento del ricevitore.

7. - DEFLESSIONE ORIZZONTALE

Il circuito di deflessione orizzontale indicato nella fig. 8, fornisce la corrente di deflessione e la alta tensione per un televisore a 18 kV, 19", 114°, alimentato da una tensione di alimentazione non regolata e avente un tempo di ritorno di 12 microsecondi. L'analisi completa corrispondente a 51,5 microsecondi viene ottenuta con una tensione di alimentazione di 105 V (tensione anodica di 15,5 kV), mezzo pollice in più di ana-

Fig. 5 - Circuiti dell'amplificatore FI suono e bassa frequenza.

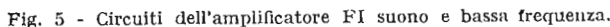
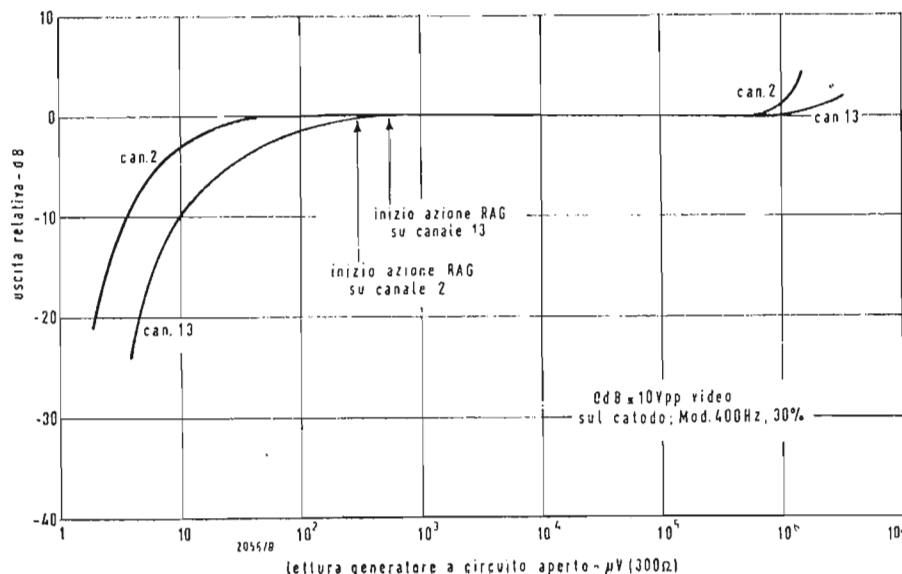



Fig. 6 - Caratteristiche della RAG del ricevitore a transistori.

lisi da ogni lato si ottiene a 120 V (18 kV) e un pollice in più di analisi su ogni lato si ottiene a 135 V (20,5 kV). Quando si sommino le variazioni risultanti dall'alta tensione di alimentazione, funzionamento fuori sincronismo e induttanza del trasformatore orizzontale che risulta in parallelo al giogo, l'energia di picco che viene immagazzinata dal transistore è di circa 4,2 millijoule. Il prodotto tensione per corrente di picco richiesto dal transistore è di circa 2000 VA (con l'accordo sulla terza armonica) e il tempo di ritorno è di circa 12 μ sec. (Questo prodotto non si confonda con il prodotto corrente picco picco nel giogo per la tensione a cui ci si riferisce spesso, che dovrebbe essere di circa 3500 VA comprendendo il trasformatore di uscita orizzontale).

Occorre osservare che si è posto il carico sull'emettitore sia del transistore di uscita orizzontale (RCA Dev. No. TA1928A) che per il pilota orizzontale (RCA Dev. No. TA2188). Inoltre l'anodo del diodo smorzatore (RCA Dev. No. TA1115) è al potenziale dell'involucro del transistore. In questo modo si pone l'involucro di ciascuno di questi dispositivi di potenza al potenziale della massa sia in continua che in alternata, essendo usata una tensione di alimentazione positiva. Uno svantaggio di questa tecnica è che un alto potenziale è posto fra l'avvolgimento primario e il secondario del trasformatore pilota T_2. Poichè questi avvolgimenti sono accoppiati molto stretti, deve essere tenuto in speciale considerazione il problema dell'isolamento durante la produzione. Il condensatore in serie al giogo contribuisce a dare la forma a S. La non linearità dovuta alla resistenza del giogo non fu corretta e introduce quindi come era da aspettarsi un allargamento a sinistra e una compressione a destra. Metodi per correggere questa non linearità comprendono l'uso di un reattore saturabile, in serie col giogo o l'uso di un magnete permanente vicino al giogo per distorcerne il campo. Nessuno di questi metodi fu preso in considerazione.

Particolarmente importante è dare la giusta forma del segnale nel circuito del pilota. Nessuna impedenza deve essere posta nel circuito di base del transistore di uscita. Questo metodo tiene i livelli di tensione bassi abbastanza da impedire la rottura della giunzione base-emettitore durante il periodo di spegnimento e quindi aumenta l'intercambiabilità dei transistori.

L'avvolgimento primario e secondario di T_2 devono essere accoppiati molto strettamente per ottenere un grande picco di corrente durante il periodo di spegnimento (per un veloce tempo di spegnimento). La combinazione RC di 650 Ω, 0,05 microfarad nel circuito primario aumenta anche notevolmente l'ampiezza e il tempo di salita della corrente di spegnimento. La combinazione RC di 2700 Ω, 10 microfarad nel circuito anodico del diodo 1N295 fornisce un circuito limitatore che assicura che il transistore di uscita orizzontale sia sempre polarizzato inverso durante lo intero periodo di spegnimento, anche in presenza di alta corrente di collettore a molte centinaia di V e ad alte temperature. Questo circuito permette di scegliere il valore ottimo della combinazione RC nel trasformatore primario per il miglior tempo di spegnimento. L'impulso di corrente di spegnimento è

di 3 A per circa 2 μ sec., seguita da una tensione costante di circa 0,5 V per 18 μ sec. L'impulso di accensione parte quindi a 650 mA e diminuisce fino a 559 mA entro 45 μ sec.

Il circuito dell'oscillatore orizzontale è un oscillatore bloccato; il circuito LC in serie con il condensatore da 0,008 μF produce una tensione sinusoidale smorzata più una tensione che cade in modo esponenziale ai capi della giunzione base-emettitore del transistore 2N2614. Il tempo di spegnimento dell'oscillatore è di 3 π radianti: sebbene la frequenza sia molto stabile dal 10 al 150% della tensione di alimentazione, questo meccanismo di comando presenta molti svantaggi. Un impulso di rumore, un segnale proveniente per accoppiamento da altre parti del circuito orizzontale o una staratura dell'induttanza possono causare un cambiamento della frequenza desiderata perchè il tempo di spegnimento può cambiare da 3 π radianti a π, 5 π o anche 7 π radianti. Inoltre la corrente del CAF deve essere alimentata in derivazione a un alto livello di impedenza.

La cancellazione orizzontale e il comando degli impulsi della RAG sono ottenuti da avvolgimenti sul trasformatore di uscita orizzontale. Il segnale di riferimento per il CAF è ottenuto dall'emettitore del transistore di uscita orizzontale.

Poichè non si può evitare che si abbia arco voltaico occasionale nel cannone del cinescopio, il transistore in uscita deve essere protetto dalla distruzione durante questi archi. Se capita un corto circuito, il filamento del rettificatore in alta tensione 1G3GT è momentaneamente messo a potenziale di massa. Con l'accordo sulla terza armonica queste variazioni aumentano la corrente di picco del collettore del transistore di uscita di un fattore di circa 3, e diminuisce il tempo di ritorno di un fattore di circa 2 (se il transistore opera tutt'ora come un interruttore ideale). La tensione di ritorno è quindi all'incirca raddoppiata durante questo tempo. Poichè questa condizione porta il transistore alla rottura a valanga a un livello di alta corrente, ha inizio una seconda rottura e il transistore viene distrutto.

Il diodo 1N3755 e il condensatore da 20 μF nel circuito di emettitore del transistore di uscita mantengono l'impulso di ritorno a un livello eguale al valore normale di picco quando avviene un arco ad alta tensione. Se l'arco dura abbastanza a lungo da aumentare apprezzabilmente la tensione del condensatore, l'aumentato consumo (causato dalla altissima corrente di picco di collettore) apre il fusibile e protegge il transistore. Un resistore viene usato in parallelo al condensatore per una ulteriore protezione del transistore.

L'impedenza di uscita dell'alta tensione è di circa 5 MΩ. I tre dispositivi di potenza sono connessi direttamente alla piastra metallica del telaio che serve da aletta di raffreddamento.

La potenza dissipata dal transistore di uscita orizzontale è di circa 1,5 W, dal diodo smorzatore 0,5 W, e dal pilota 0,1 W. La temperatura della flangia del transistore di uscita fu lentamente aumentata con mezzi esterni e controllata durante il funzionamento in condizioni di alta tensione di alimentazione fino alla rottura; questa fu osservata fra 85 e 95°C. Nessuna difficoltà fu mai incontrata quando il ricevitore fu acceso o spento. L'intercambiabilità del transistore è eccellente.

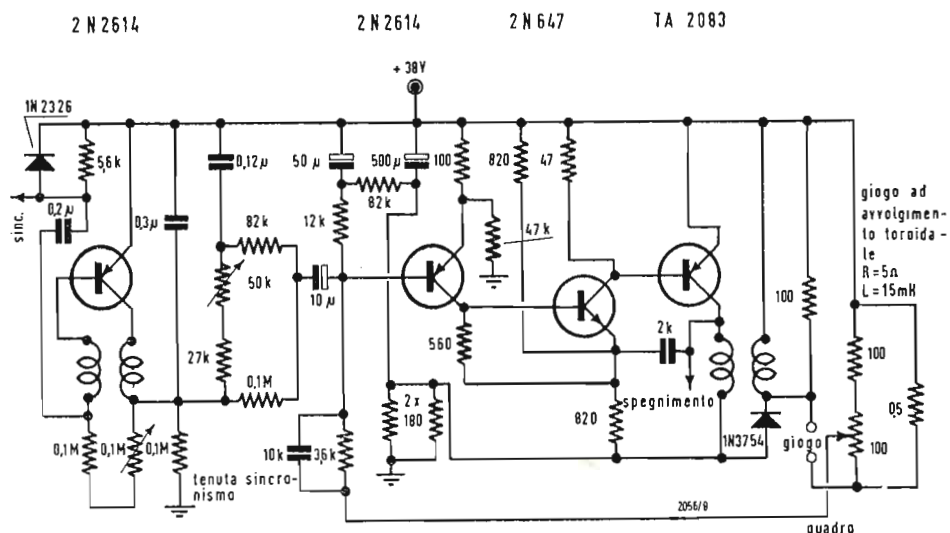



Fig. 7 - Circuito di deflessione verticale.

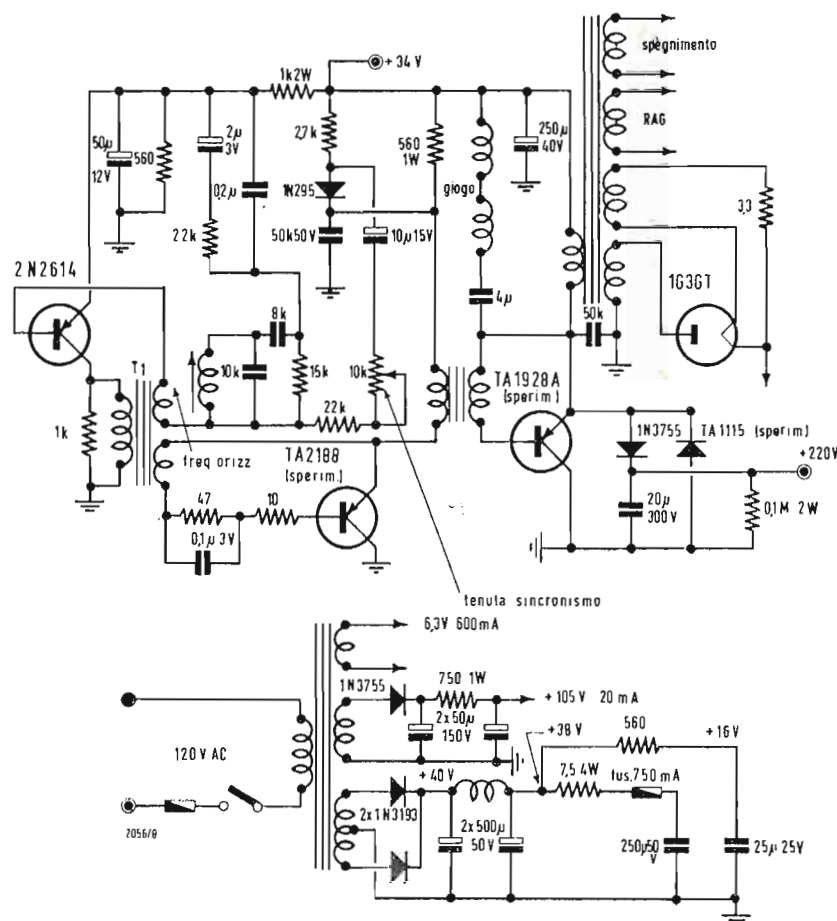



Fig. 8 - Circuito di deflessione orizzontale.

8. - ALIMENTAZIONE

L'alimentazione del tipo a rettificazione d'una doppia onda, su condensatore in entrata con induttanza di filtro che fornisce 40 V a 1 A è indicata nella figura 8. La potenza per il canale video è fornita da una alimentazione a mezza onda con filtro a π di 60 Hz. Un risparmio nel costo potrebbe essere realizzato se l'alimentazione del video fosse ottenuta dal circuito orizzontale, sia tramite un avvolgimento sul trasformatore orizzontale che mediante una tensione rialzata.

9. - PRESTAZIONI GENERALI DEL RICEVITORE

Il ricevitore a transistori ha una sensibilità di 3 μV sul canale 2 e di 6 μV sul canale 13 per un segnale di 10 V picco picco al catodo del cinescopio ed una modulazione di frequenza di 400 Hz (30% di modulazione). I livelli di segnale specificati sono letture sul generatore riferite a 300 Ω di impedenza. Il livello di segnale ai terminali di una antenna a 300 Ω è metà di questo valore.

Il sovraccarico è di circa 1,5 V sul canale 2 e maggiore di 3 V sul canale 13. Le caratteristiche della RAG del ricevitore sono indicate nella figura 6.

10. - CONCLUSIONE

Questo articolo indica come un televisore a transistori alimentato dalla rete, di alte prestazioni, può essere progettato sulla base delle considerazioni discusse. Certe caratteristiche del ricevitore hanno tuttavia bisogno di ulteriore studio. Un campo importante è la risoluzione della modulazione incrociata.

Quando il segnale interferente è posto a molti canali di distanza rispetto al canale col segnale desiderato, la modulazione incrociata nel selettore si verifica specialmente nello stadio RF. Quando il segnale interferente si trova in un canale adiacente, tuttavia la modulazione incrociata può essere dovuta particolarmente allo stadio mescolatore.

La modulazione incrociata a bassi livelli di segnale è la stessa anche se si usa la RAG inversa o diretta perchè la RAG applicata allo stadio RF è ritardata per ottenere un buon rapporto segnale rumore. Misure di laboratorio non indicano che ci siano significative differenze nella modulazione incrociata fra transistori al germanio e quelli al silicio.

11. - NUMERI DELLE PARTI DEI COMPONENTI DEL CIRCUITO

Trasformatore di potenza: CPX 9200, Columbus Process Co., Inc., Columbus, Indiana; Bobina di filtro nella alimentazione: CPX 9201, Columbus Process Co., Inc.; Trasformatore di uscita verticale: CPX 9202, Columbus Process Co., Inc; Trasformatore di uscita BF: CPX 9203, Columbus Process Co., Inc. EX-4315-A, Better Coil & Transformer Co., Goodland, Ind.; Trasformatore orizzontale: 18428-4, F. W. Sickles Co., Div. of General Instrument, Chicapee, Mass.

Giogo: 18558-1, F. W. Sickles Co.

12. - BIBLIOGRAFIA

Wallman Henry, Stagger-tuned IF Amplifiers. *Radiation Laboratory Report* 524, February 1944.

Wheatley, C. F., Fattori di progettazione per Circuiti di Deflessione per Televisori a Transistori. *IEEE Transactions on Broadcast and Television Receivers*, July 1963.

A.

Televisione a colori per l'ospedale di Helsinki

Il più grande impianto PHILIPS per la televisione a colori fra quelli finora realizzati in Europa, verrà installato nell'Ospedale Centrale dell'Università di Helsinki prima della fine del 1965 e costerà approssimativamente un milione e mezzo di fiorini olandesi.
Fino ad oggi la PHILIPS ha installato 10 sistemi di televisione industriale a colori per utilizzazioni mediche, di cui 3 negli Stati Uniti, 3 in Giappone e 4 in Europa.
Il nuovo impianto di Helsinki verrà sistemato nel reparto chirurgia dell'ospedale e nella clinica per malattie interne. Esso è costituito da 3 telecamere televisive con unità di controllo, di cui una per sala operatoria, una per sala dimostrazione dell'auditorio, e una per la sala dove si effettuano le autopsie, da un proiettore televisivo a colori Mammouth e 8 monitor da 23 pollici. Verranno inoltre installati un certo numero di telecamere per riprese in bianco e nero e relativi monitor che potranno essere impiegati per portare sugli schermi immagini radiografiche.
L'impianto permetterà a molti di seguire i particolari di un'operazione e nello stesso tempo di ascoltare i commenti del chirurgo. In tal modo l'impianto diviene un mezzo efficace per l'insegnamento della medicina e della chirurgia.
Il contratto per l'installazione è stato firmato recentemente dai rappresentanti dell'ospedale e dal Sig. Spaens, direttore generale della PHILIPS finlandese, alla presenza di membri del Governo e Autorità locali. *(p.t.)*

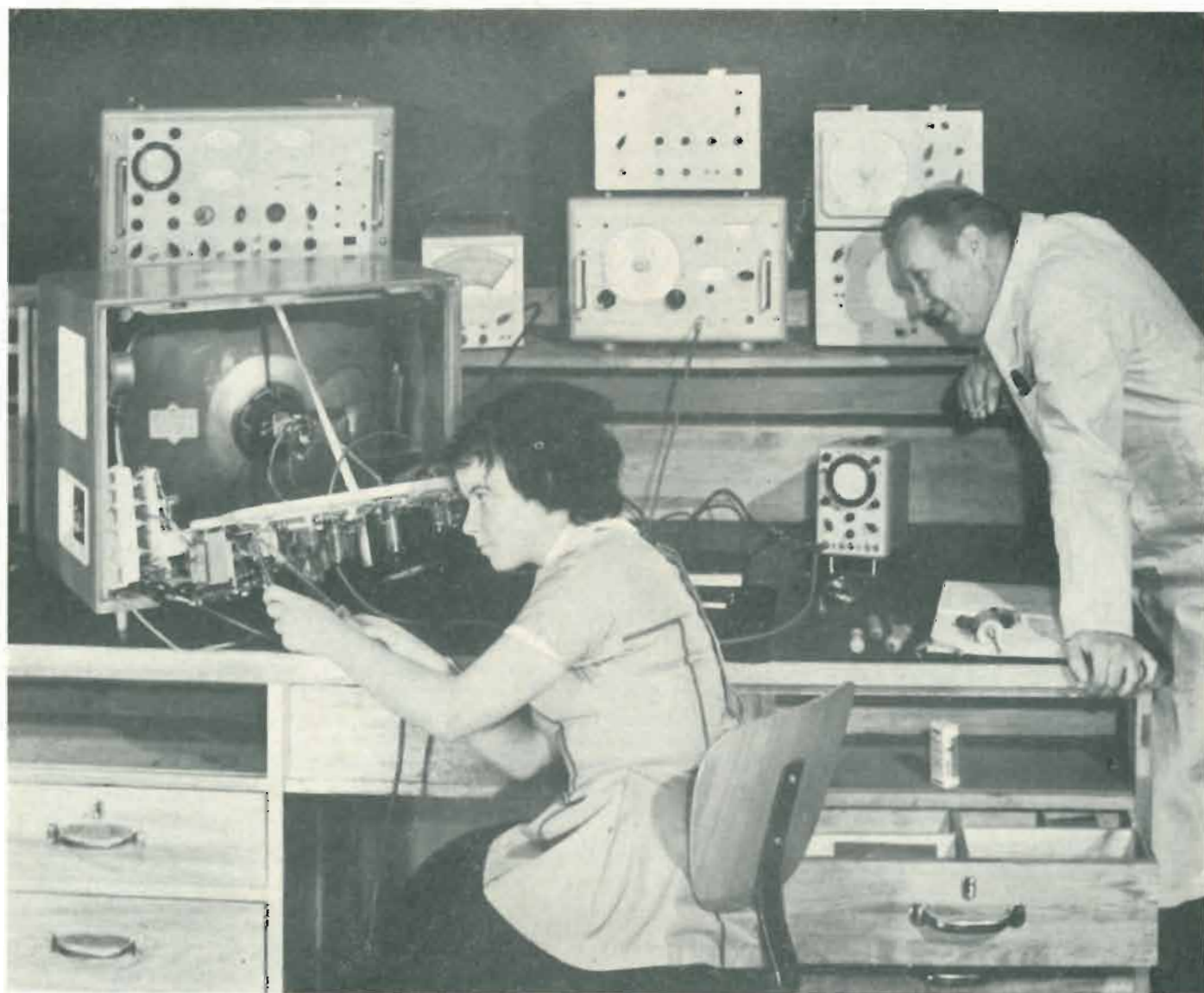
Due nuovi televisori, il mod. NV9196 da 19" e il mod. NV9197 da 23", sono stati recentemente realizzati dalla NOVA. Entrambi gli apparecchi sono dotati di tubo « steel bonded » che rappresenta un notevole miglioramento rispetto ai tubi precedenti in quanto, per la sua particolare fabbricazione, non richiede di essere protetto ulteriormente con schermo trasparente. La visione, quindi, è diretta e più chiara; luminosità e contrasto sono migliorati e vengono eliminate le riflessioni e rifrazioni provocate dalla presenza di uno schermo. Lo spot luminoso, non dovendo attraversare strati trasparenti eterogenei, non viene deformato e rimane di piccole dimensioni; perciò la precisione del dettaglio è aumentata. La pasta di vetro del tubo è azzurrata. I nuovi televisori NOVA, pur presentando schemi analoghi ai precedenti, hanno subito alcune modifiche che ne hanno aumentata la sensibilità in media e alta frequenza. Il discriminatore è stato modificato per consentire una migliore qualità di voce anche in condizioni di non perfetta regolazione; i comandi anteriori, semplificati al massimo, racchiudono in tre manopole a pulsante tutte le manovre principali: i comandi dei potenziometri infatti, sono abbinati a quelli dei pulsanti.

Largo impiego di elaboratori elettronici nelle basi aeree degli Stati Uniti

Il Ministero della difesa degli Stati Uniti ha ordinato alla Divisione Univac della SPERRY RAND CORP. 152 elaboratori elettronici destinati ad altrettante basi aeree negli Stati Uniti, in Gran Bretagna e nel Continente europeo.
Compito principale di questi elaboratori sarà quello di provvedere all'aggiornamento minuto per minuto del movimento e della contabilità dei magazzini. È stato scelto l'Univac 1050 perchè si è dimostrato l'elaboratore più economico della sua classe e più rispondente alle esigenze di programmazione e di capacità. Si tratta di un elaboratore destinato a compiti principalmente amministrativi. Nelle basi aeree esso sarà infatti adibito a funzioni parallele a quelle commerciali più che a vere e proprie applicazioni di ordine militare.
L'Univac 1050 ha molte caratteristiche in comune col più grande Univac 490 « real time » recentemente consegnato all'Italsider di Genova. Funziona anche esso in « tempo reale », elaborando cioè le informazioni nel momento stesso in cui queste vengono ricevute anche da punti distanti, ai quali è collegabile automaticamente mediante i normali mezzi di comunicazione. È fornito di memorie di massa ad accesso rapido, ognuna della capacità di 66 milioni di caratteri.
In particolare, l'Univac 1050 è un sistema per l'elaborazione elettronica dei dati, di medie dimensioni e di prezzo medio. Occorre anche aggiungere che esso fu concepito inizialmente per essere utilizzato come sistema « satellite » di complessi elettronici di grandi dimensioni, ma che agisce efficacemente anche da solo, come dimostra la presente scelta da parte dell'aeronautica statunitense. Esso è compatibile con tutti i complessi Univac e con la maggior parte dei sistemi IBM.
Le principali caratteristiche della configurazione scelta dall'Aeronautica degli Stati Uniti per le sue basi sono le seguenti:
1) La memoria a nuclei del calcolatore centrale ha una capacità di 12.288 caratteri (3 moduli di 4.096) e un ciclo-periodo di 4,5 microsecondi. La memoria a nuclei può essere ampliata fino a 32 K. Le schede perforate vengono lette alla velocità di 1000 al minuto; la velocità di perforazione è di 300 schede al minuto; la velocità di stampa è di 700-922 righe al minuto. Attraverso un subsistema di comunicazioni si possono collegare, attraverso linee telefoniche e telegrafiche, qualsiasi numero di stazioni periferiche.
2) La caratteristica di maggior rilievo dell'Univac 1050 è l'impiego delle unità a tamburo Fastrand (che si usano anche con il 490 e con altri complessi Univac). Ognuna di queste unità ha la capacità di 66.000 caratteri e può individuare 1.000.000 caratteri con una sola testina. Il tempo medio d'accesso è di 92 millisecondi. In tal modo l'elaboratore dispone di un massimo di possibilità di memoria di riserva accanto alla memoria a nuclei, colmando quella frattura che normalmente si verifica tra l'accesso ultrarapido della memoria a nuclei e il nastro magnetico o le più lente memorie a tamburo normale o a disco. Non c'è grande necessità di impiego di nastro magnetico nelle applicazioni « real time »; comunque, se si vuole, si possono collegare al 1050 fino a 12 unità del genere.
3) Efficientissimi dispositivi ai fini della programmazione multipla. Interruzioni esterna ed interna ed orologio « real time ». Il sistema è perciò in grado di operare in tempo reale con qualsiasi numero di stazioni distanti, mentre altre unità del sistema centrale possono effettuare l'elaborazione col metodo tradizionale.
4) Gli Univac 1050 possono essere collegati a coppie (come verrà fatto in questa applicazione presso le basi aeree) per mezzo di linee telefoniche con una velocità di trasmissione fino a 2400 impulsi al secondo. Le informazioni immagazzinate in un Fastrand vengono quindi duplicate sul Fastrand della macchina « sorella » ed entrambe vengono automaticamente aggiornate ogni volta che ad una delle due macchine accoppiate, l'altra si collegherà automaticamente alle posizioni di ri-

serva e sarà pertanto in grado di provvedere al lavoro di entrambe con un ritardo minimo.
5) Il numero delle stazioni distanti collegabili all'Univac 1050 è praticamente illimitato. Dei tre tipi di stazione distante, l'Aeronautica degli Stati Uniti ha scelto il più tecnicamente avanzato: il 1065 Remote Date Terminal. Questa unità provvede alla lettura delle schede, alla perforazione di queste e alla stampa, sia in entrata che in uscita. Può anche essere impiegata « off line »: agisce come stazione di interrogazione del calcolatore centrale, e può essere impiegata per comunicazioni in ambo i sensi con tutte le unità del sistema centrale e con tutte le altre stazioni collegate al complesso. (*i.s.*)

Prodotti della tecnica delle comunicazioni e delle misure nel campo dell'industria radio nella D.D.R.

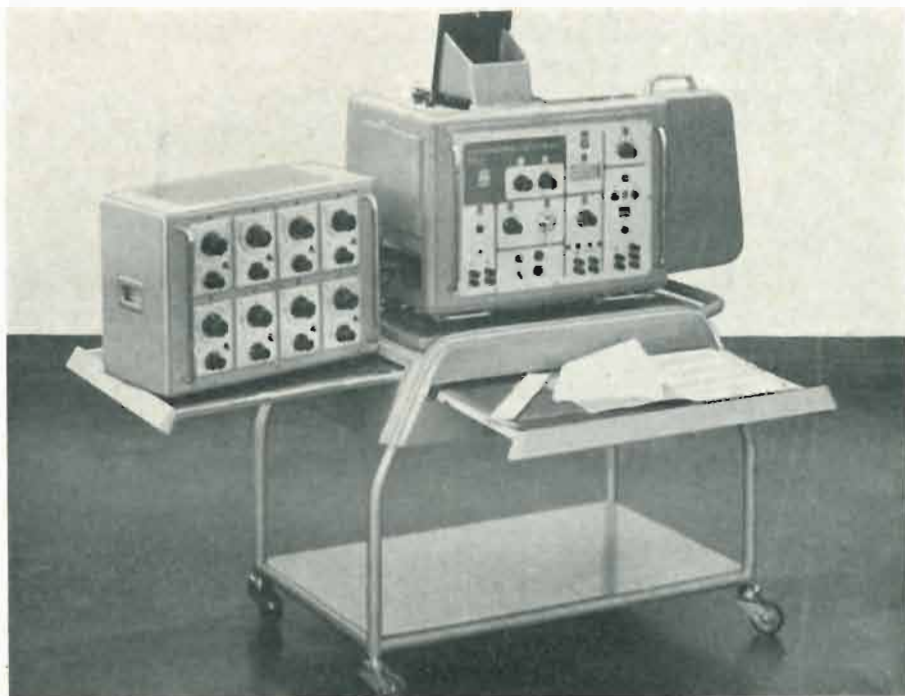
L'industria radio nella tecnica delle comunicazioni e delle misure è tenuta in primo piano nella Repubblica Democratica Tedesca (D.D.R.). Il suo programma di produzione riguarda in linea di massima la rapida meccanizzazione ed automatizzazione, l'avanzamento del progresso della ricerca e dello sviluppo, l'innalzamento della produttività ed il raggiungimento di alte vette nella scienza e nella tecnica. I 25.000 addetti all'industria radio si studiano di elevare lo stato della produzione e di creare sempre nuovi apparecchi ed impianti per speciali campi di applicazione. Nel complesso il relativo programma comprende altri 750 strumenti ed impianti per la tecnica delle comunicazioni e delle misure, che in parte vengono ultimati in diverse varianti e esecuzioni speciali per condizioni climatiche estreme.
Le doti di alta qualità e di assoluta sicurezza di tutti questi prodotti trovano il loro riconoscimento nell'esportazione crescente di anno in anno. Più di 60 Paesi hanno

finora acquistato dalla D.D.R. tali apparati, anche laddove esiste una ben sviluppata industria elettrica. Le fabbriche della D.D.R. sono in grado di mettere a disposizione moderni e potenti apparecchi ed impianti per tutti i servizi di comunicazione-trasmissione e centrali telefoniche dei mercati interno, nazionale e internazionale. L'offerta va dagli apparati telefonici e dalle stazioni terminali telex agli impianti di telecomunicazione e trasduzione, ai ponti radio e trasmettitori per radiofonia, televisione e servizi commerciali, fino agli impianti per radiotelefonia a O.U.C. Ma vi è pure un vasto programma di forniture anche per la tecnica della navigazione, in particolare per la sicurezza delle navi.
Particolarmente vasta è la produzione di strumenti di misura elettronici e posti di misura per tutti i campi della tecnica delle misure elettroniche, degli impulsi, delle oscillazioni, dell'irradiazione ecc. Tutti questi apparati si segnalano per il loro alto livello tecnico-scientifico, l'altissima precisione, l'eleganza delle forme. La loro tecnica è caratterizzata dal vasto uso di transistori, circuiti stampati e dalla miniaturizzazione. I vantaggi che ne conseguono per la manutenzione e l'immagazzinaggio delle parti di ricambio diventano importantissimi per la semplificazione dei posti di controllo, che risulta dalla conseguente standardizzazione delle dimensioni degli apparecchi, degli elementi di servizio e dei simboli di catalogazione.
(*o. m.*)

Oscillografo a 8 vie tipo 8 S0-4

La principale applicazione degli oscillografi a raggi luminosi è la registrazione e la misura della forma di onde elettriche e di corrispondenti fenomeni meccanici variabili, di diverse frequenze nel campo da 0 a 10 kHz.

Il nuovo oscillografo a 8 vie 8 SO-4, per la sua conveniente costituzione esterna, le sue opportune dimensioni, il suo peso relativamente piccolo e la sua elaborata concezione tecnica presenta tutti i pregi dei quali può essere provvisto un moderno strumento del genere. Esso permette la registrazione contemporanea di 8 diverse forme d'onda, indipendentemente una dall'altra.

Lo strumento con i suoi 8 canali di misura (da MSD1 a MSD8) e coi suoi 6 campi di diversa potenza (da LMD1 a LMD6) presenta la possibilità di adattamento a qualsiasi tipo di fenomeno da esaminare. Il risonatore induttivo SpD3 garantisce la massima sensibilità. Il commutatore di campi di misura chiude il circuito di inserzione e può lavorare con tensioni fino a 250 V e con correnti fino a 5 A. Le 16 diverse velocità di scorrimento della carta soddisfano tutte le esigenze della pratica (velocità da 1,5 mm/s fino a 9 m/s). Per tutte le velocità di trasporto la carta viene prelevata dal rocchetto alimentatore e depositata nella cassetta di sca-

rico. La limitazione alla durata della registrazione risulta solo dalla quantità di carta disponibile. Registrazioni in serie di questo genere, possono immediatamente essere effettuato, anche con varie durate degli oscillogrammi.

Scegliendo previamente la lunghezza dei diagrammi si ha la possibilità di separarli, di terminare esattamente la carta e di non perdere tempo nel caso si siano commessi errori soggettivi nella scelta della velocità di scorrimento o simili. L'inserimento della carta di registrazione può essere effettuato anche con luce diurna.

L'avviamento della registrazione può avvenire con un tasto sull'apparecchio stesso, o per mezzo di un collegamento per telecomando. Il controllo ottico della riserva e dello scorrimento rappresenta un'evidente comodità. Un numeratore registra continuamente il numero delle registrazioni effettuate. Questi numeri vengono riprodotti fotograficamente sulla striscia di carta. Alla fine della registrazione una marcatura automatica permette il corretto taglio di diagrammi prima del processo di sviluppo. Questo processo può essere meccanizzato usando lo sviluppatore REG-1, che è una camera oscura trasportabile indipendente. Quando si toglie la cassetta della carta registrata, questa viene automaticamente tagliata; contemporaneamente agisce un sistema di blocco dell'avanzamento, che rimane bloccato fino alla reinserzione della cassetta della carta. Si può anche svincolare il processo di misura coll'oscillografo durante la registrazione, ovvero sbloccare l'operazione di registrazione dell'oscillografo coll'operazione di misura. Il marcatempo permette la scelta di 4 frequenze diverse, che sono commutabili. I contrassegni vengono in ogni caso tracciati sull'intera larghezza della carta. Questo marcatempo è fatto in modo che può essere pilotato anche da un generatore esterno applicato ad un ingresso previsto a questo scopo (frequenze fino a 100 Hz). Esso è anche provvisto di un'uscita dalla quale si può prelevare la tensione della frequenza scelta per la sincronizzazione di due o più oscillografi. La frequenza usata dal marcatore di tempo viene riportata automaticamente per via fotografica sulla striscia di carta registrata. È possibile riportare, a mano o per mezzo di un telecomando, sul bordo della carta di registrazione una marcatura ottica di determinati punti istanti. Infine si può mediante collegamento ad apparecchi supplementari effettuare una marcatura dei punti di tempo più importanti; queste marcature trovano applicazione come segnatempo per le frequenze più alte. Con un disco smerigliato è possibile osservare l'andamento della misura.

Lo specchio poliedrico possiede anche un dispositivo separato, col quale si può regolare lo sgancio ad azione differita da 0 a 30 m/s. Essa è dunque 3 volte più alta della massima velocità di registrazione. Beninteso, per evitare danni, che potrebbero derivare da errori di manovra, tutte le funzioni sono tra loro coordinate ingegnosamente.

o.m.

Per una riprovevole dimenticanza, nel n. 4 - aprile 1962 della nostra rivista è stato omesso il riferimento alla fonte dalla quale abbiamo ricavato l'articolo intitolato: « Effettuazione della spettroanalisi fotometrica per integrazione » pubblicato alle pagg. 182-186. Precisiamo ora che detto articolo proviene da: *Revue M.B.L.E* - volume 4, n. 4 del dicembre 1961; autore J. CALMETTES Chef du Laboratoire de l'Usine de Rehon - Societé des Forges de la Providence.

Luigi Cesone

Comando per contatto con un nuovo thyratron a catodo freddo*

Malgrado la concorrenza fattagli dai dispositivi a semiconduttore, il thyratron a catodo freddo in atmosfera gassosa è in continua evoluzione. La insensibilità di questo elemento di concezione, diciamo così, tradizionale, ai picchi di tensione e di corrente, la sua attitudine a sopportare temperature ambiente anche dell'ordine degli 80 °C, lo fanno ancora preferire per un grande numero di applicazioni sia di carattere industriale sia di carattere professionale. L'originalità del modello di thyratron che presentiamo nelle successive considerazioni, risiede nel fatto che l'innesco del dispositivo si verifica appoggiando semplicemente un dito su una piastrina di metallo situata sul fronte dell'ampolla. Questo thyratron realizza quindi un vero « pulsante » elettronico il quale, per il suo funzionamento, non necessita di alcuna pressione, ma semplicemente di un contatto manuale da parte dell'operatore. Il suo principio di funzionamento, le caratteristiche e qualche esempio di applicazione sono illustrati nel corso della seguente relazione.*

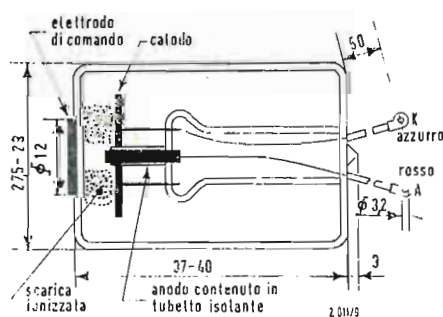



Fig. 1 - Il « pulsante » elettronico GK11 è un thyratron a gas a catodo freddo nel quale l'innesco della ionizzazione si determina toccando con un dito l'elettrodo di comando, sito esteriormente sul fronte dell'ampolla.

1. - IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il pulsante elettronico GK11 è un thyratron a catodo freddo attivato, nel quale l'elettrodo di comando è costituito da un deposito metallizzato a forma di disco realizzato esteriormente sul fronte dell'ampolla (fig. 1). La capacità fra la parte attiva del catodo ed il suddetto elettrodo di comando è più che sufficiente per determinare l'innesco quando alla placchetta venga applicata una tensione alternata di un centinaio di V.

Il circuito di utilizzazione (fig. 2) richiede una sorgente di alimentazione a corrente continua individuata dal simbolo V_A la cui tensione dovrà essere inferiore alla tensione effettiva di innesco (circa 270 V), poichè altrimenti il tubo si innescherà spontaneamente non appena posto sotto tensione. Inoltre tale tensione dovrà essere superiore a quella di mantenimento (80 V circa), che rappresenta il minimo valore di tensione per il quale è ancora possibile l'innesco del fenomeno di ionizzazione.

In serie con la sorgente di alimentazione V_A ed il tubo si trova la resistenza di carico individuata con il simbolo R_C. Per determinare l'innesco è prevista una sorgente V_C la quale deve fornire una tensione alternata in quanto il comando si realizza per effetto capacitivo. Il circuito di comando si chiude verso massa attraverso l'impedenza Z rappresentata dal corpo dell'operatore, e l'interruttore S costituito dal dito del medesimo. È dunque chiaro che il limite di innesco dipende essenzialmente dal valore della tensione V_C e da quello dell'impedenza Z; inoltre l'innesco ha luogo con tanta maggior facilità quanto la tensione V_A è più prossima alla prevista tensione di innesco.

Le curve riprodotte in figura 3 individuano il valore della tensione V_A in funzione del valore efficace della tensione di comando V_C, quando l'impedenza Z sia ricondotta ad una resistenza ohmica R che costituisce un parametro. Scegliendo i potenziali sì da determinare il punto di lavoro A, sarà necessario che il complesso costituito dall'operatore, dalle sue scarpe e dal pavimento sul quale esso si trova, non pre-

(*) Il thyratron GK11 è costruito dalla CORBERUS, di cui è rappresentante per l'Italia la Ditta Ing. De Mico, Milano. Le notizie qui riportate sono parzialmente rielaborate da *Electronique Industrielle*, Giugno 1963, pagg. 205-208.

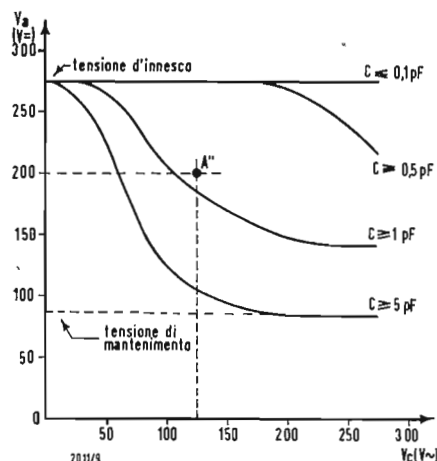



Fig. 3 - Caratteristica di innesco del tubo GK11 quando l'impedenza Z, equivalente al corpo dell'operatore, è ricondotta ad una resistenza ohmica, R, che costituisce un parametro.

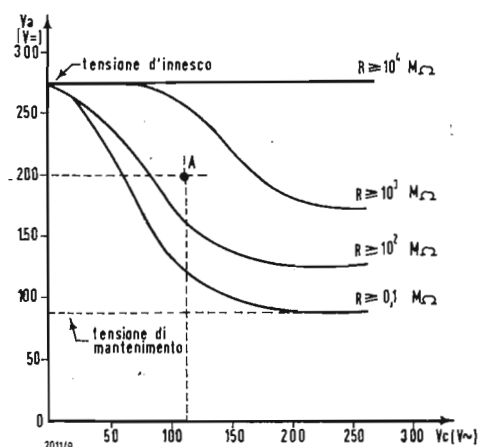



Fig. 4 - Se si suppone che l'impedenza Z sia costituita da una capacità pura, C, costituente un parametro, la caratteristica di innesco assumerà l'andamento illustrato in figura.

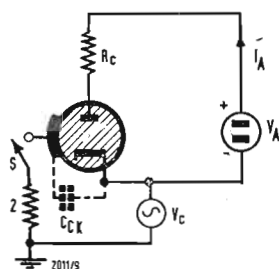



Fig. 2 - Schema di principio del circuito di utilizzazione del « pulsante » elettronico GK11. Il circuito di comando per l'innesco risulta costituito dalla sorgente a corrente alternata V_c, dal suolo, dal corpo dell'operatore (Z), dal dito del medesimo (S) e dalla capacità fra l'elettrodo di comando ed il catodo C_{ck}.

senti una resistenza molto superiore a 100 MΩ.

In effetti, tale « circuito di operatore » non sarà mai puramente resistivo, ma comporterà sempre una certa componente capacitiva. Può essere quindi alquanto interessante esaminare cosa succede se si suppone, a parità delle restanti condizioni, che l'impedenza Z sia interamente costituita da una capacità pura C. Per il punto di funzionamento A precedentemente stabilito, si verifica che una capacità di un solo pF è sufficiente a determinare l'innesco del tubo. Poichè allora l'esperienza ha mostrato che un operatore guantato, che si trovi su di un suolo particolarmente isolante, equivale nel peggiore dei casi ad una resistenza di 1000 MΩ in parallelo ad una capacità di 10 pF, l'innesco per effetto capacitivo sarà dunque sempre garantito. L'unica, e probabilmente auspicabile eccezione sarà il caso di un bambino che salga su di una sedia per azionare il pulsante.

Continuando nel medesimo ordine di idee, sarà opportuno segnalare che una intensa irradiazione solare potrebbe provocare un innesco intempestivo nel caso la tensione di alimentazione sia troppo prossima al valore di tensione di innesco. Tenendo conto di tale fenomeno, è consigliabile non superare mai la tensione nominale di 200 V.

Le caratteristiche del tubo GK11 sono quelle indicate nella tabella 1.

Si noterà che le tensioni di comando sono indicate per due differenti valori della tensione anodica normale. I valori estremi corrispondono ad una variazione del ± 10% che è appunto quella maggiormente riscontrata sulla rete domestica di alimentazione.

Una volta ottenuto, lo stato di innesco del tubo è indicato da una luminosità arancione visibile sul fronte del bulbo di vetro. Per far scomparire tale luminescenza, bisogna rimuovere, come del resto si fa per qualsiasi altro tipo di thyratron, la tensione di alimentazione o almeno abbassarne il valore al di sotto di quello relativo alla tensione di mantenimento, e ciò per una durata tale che consenta una completa cessazione del lo stato di ionizzazione all'interno dell'ampolla. Questa durata, che dipende sia dalla corrente anodica sia dal potenziale residuo che risulta applicato anche durante la fase di spegnimento, è in media di circa 5 msec.

Tabella 1. - Caratteristiche del thyratron GK11.

	min.	normale	max.
Tensione di innesco (V c.c.)	260	—	—
Tensione di mantenimento (V c.c.)	—	—	85
Corrente catodica (m A)	8	—	15
Tensione anodica (V c.c.)	210	220	230
Tens. di comando corrispond. (V c.a.)	100	110	120
Tensione anodica (V c.c.)	170	200	220
Tens. di comando corrispond. (V c.a.)	130	145	160

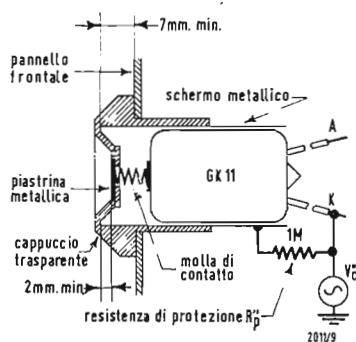



Fig. 5 - Principio di montaggio del tubo GK11 su di un pannello metallico, con cappuccio trasparente di protezione.

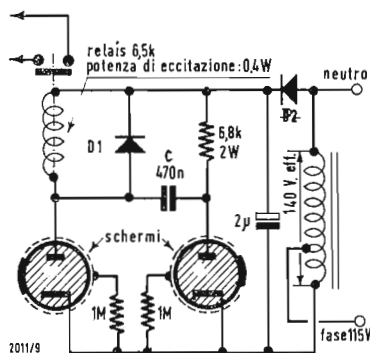



Fig. 6 - Per provocare, con il semplice contatto del dito, l'azionamento o l'arresto di un qualsiasi dispositivo elettrico, possono utilizzarsi due tubi GK11 collegati in un circuito bistabile.

2. - MONTAGGIO MECCANICO DEL TUBO

In linea di massima il tubo potrebbe essere montato direttamente sul pannello frontale metallico di un apparecchio, tuttavia, per ragioni di maggiore sicurezza, è sempre preferibile proteggere l'ampolla mediante un cappuccio trasparente. Sarà allora necessario occuparsi non solo di ottenere un ottimo isolamento, ma anche una capacità assai ridotta fra il tubo e la parete metallica sulla quale esso deve essere montato. Poichè quest'ultima si trova la maggior parte delle volte a potenziale di massa, è assai facile quanto indesiderabile la probabilità di un innesco spontaneo.

Il disegno in sezione riprodotto in figura 5 mostra come tale montaggio possa essere effettuato nel modo più razionale. Si noti appunto nell'illustrazione citata la presenza di un cappuccio di protezione isolante e « trasparente » (plexiglas o polistirene, per esempio) che separa il pannello metallico dallo schermo che circonda il tubo. Questo schermo dovrà essere collegato al catodo del tubo mediante una resistenza di protezione R_P per evitare che un contatto accidentale con lo schermo medesimo possa essere pericoloso.

Il cappuccio isolante è dotato di una placchetta metallica di contatto la quale, a mezzo di una molla, si trova collegata all'elettrodo di comando del tubo (disco metallizzato). Adottando la disposizione indicata nella figura 5, la capacità fra il pannello metallico di montaggio e la parte attiva del catodo del thyratron è inferiore a 0,1 pF.

Dal punto di vista elettrico, l'unica precauzione da prendere consiste nel fare in modo che la tensione di alimentazione non venga immediatamente applicata al tubo. Quest'ultimo infatti rischierebbe di essere attivato da un transitorio molto rapido del proprio potenziale di placca. Per evitare questo pericolo, nel caso di dispositivi di alimentazione a raddrizzatore, si introduce un condensatore di filtraggio. In tutti gli altri casi sarà consigliabile l'adozio-di un circuito in grado di integrare qualsiasi rapido aumento transistorio della tensione di alimentazione.

3. - ESEMPI DI APPLICAZIONE

Il caso di utilizzazione più semplice è quello che prevede l'innesco del tubo per contatto manuale e l'estinzione del medesimo mediante un comune pulsante che interrompa l'alimentazione. Poichè evidentemente tale semplice soluzione è assolutamente priva di eleganza, è preferibile ricorrere all'impiego di due distinti tubi GK11 che comandino rispettivamente la partenza e l'arresto dell'utilizzatore mediante un relè elettromeccanico.

3.1. - Montaggio di due tubi in un circuito bistabile.

Quando si innesca il tubo di sinistra del circuito rappresentato in figura 6, si attua la chiusura del contatto di utilizzazione del relè attraverso il quale si verifica l'alimentazione dell'elemento utilizzatore, contemporaneamente, il condensatore C si carica attraverso la resistenza da 6,8 kΩ che è inserita nel cir-

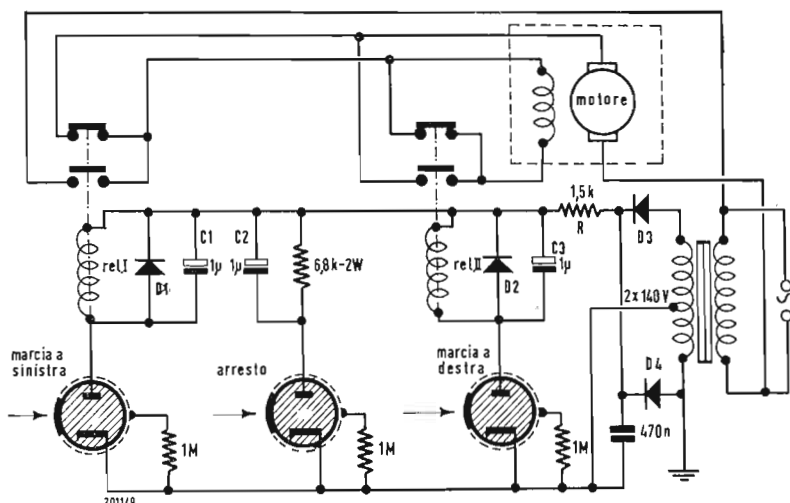



Fig. 7 - Il circuito illustrato in figura, del tipo a comandi multipli per semplice contatto, si comporta similmente ad una pulsantiera a tasti e serve per realizzare il comando di marcia di retromarcia e di arresto di un motore elettrico di tipo serie.

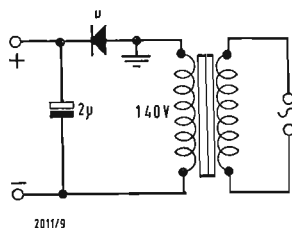



Fig. 8 - Schema elettrico di alimentatore a semionda utilizzabile nel circuito di figura 7 in sostituzione a quello a onda intera.

cuito anodico del secondo tubo. Se, successivamente, si tocca l'elettrodo di comando di quest'ultimo, il suo potenziale anodico si riduce notevolmente non appena ha inizio l'innesco, tanto che la carica accumulata sulle armature del condensatore *C* fa ridurre considerevolmente la tensione di placca del tubo di sinistra e quindi si verifica la diseccitazione del relè. Successivamente *C* si carica con una polarità opposta, per cui il processo descritto potrà aver luogo in senso opposto allorchè si attiverà nuovamente, mediante contatto manuale, il tubo di sinistra.

La capacità del condensatore *C* può essere calcolata (ad una frequenza di 50 Hz) dividendo il numero 3,3 per il valore ohmico della resistenza di carico; si otterrà il valore di *C* espresso in microfarad esprimendo la resistenza in kohm. Il valore della resistenza di carico dipende naturalmente dalla tensione di alimentazione e dal massimo valore di corrente ammesso per il tubo; i valori riportati nello schema cui abbiamo fatto riferimento durante le precedenti considerazioni, sono quelli corrispondenti a condizioni di utilizzazione assolutamente normali. Il relè dovrà attivarsi con una potenza di eccitazione di 400 mW e dovrà essere in grado di sopportare una dissipazione di 2 W. Esso appare shuntato da un diodo D_1 la cui funzione è quella di cortocircuitare le extratensioni di rottura che si producono durante il suo funzionamento e che potrebbero provocare un innesco intempestivo del thyratron. Questo diodo deve poter sopportare una tensione inversa di picco pari a 250 V.

L'alimentazione del circuito bistabile è realizzata mediante un autotrasformatore che è collegato alle rete di alimentazione in modo tale che sia sempre quest'ultima a fornire la tensione di comando. Questo medesimo principio è utilizzabile con una rete di alimentazione a 220 V, con il vantaggio di disporre di una sensibilità di innesco più elevata. Il diodo rettificatore D_2 deve ammettere una corrente diretta di 16 mA ed una tensione inversa di picco di 500 V.

3.2. - Circuito per comandi multipli

Un altro esempio di applicazione, che consente l'impiego di un numero qualsiasi di tubi, è illustrato in figura 7. Facendo riferimento a tale configurazione circuitale, si osservi che, allorchè uno dei tubi si trova in condizioni di innesco, il condensatore inserito nel suo circuito anodico è carico. Sia, per esempio, C_1 tale condensatore; se, successivamente si provoca, mediante il solito contatto manuale, l'innesco di un altro tubo, il relativo condensatore, per esempio C_2, non essendo carico al momento dell'innesco, si determinerà un notevole consumo di corrente che provocherà una caduta di tensione ai capi della resistenza *R*. Mentre C_1 mantiene ancora il suo stato di carica, il potenziale anodico del primo tubo si ridurrà rapidamente ad un valore tale da determinarne il disinnesco. Ciò si verificherà ugualmente toccando l'elettrodo di comando di un altro tubo del circuito o di un circuito collegato in parallelo. Il dispositivo si comporta quindi come una pulsantiera a tasti ove l'azionamento di un tasto qualsiasi determina la liberazione del tasto precedentemente attivato.

L'esempio illustrato in figura 7 è relativo all'applicazione del dispositivo descritto ad un motore di tipo serie del quale si realizza il comando di marcia, di retromarcia e di arresto. Per quanto riguarda i relè ed i diodi collegati ai capi delle loro bobine di eccitazione, restano valide le considerazioni relative al circuito di figura 6, mentre la capacità *C* deve presentare un valore doppio di quello precedentemente riferito (il suo valore si ottiene direttamente in microfarad dividendo il numero 6,6 per la resistenza di carico espressa in kohm.)

Il circuito di alimentazione comporta la adozione di due raddrizzatori in una configurazione ad onda intera; i diodi D_3 e D_4 devono ammettere una corrente diretta di 8 mA ed una tensione inversa di picco pari a 500 V. La tensione di comando è ottenuta collegando a massa una estremità del secondario del trasformatore di alimentazione. Il medesimo principio è valido per il circuito di alimentazione con un unico raddrizzatore connesso in semionda, raffigurato in figura 8; in tal caso, il diodo *D* dovrà possedere le medesime caratteristiche riferite per il diodo D_2 che fa parte del circuito di figura 6.

Gli esempi di utilizzazione illustrati nel corso delle precedenti considerazioni, non costituiscono che qualcuna delle più comuni applicazioni del « pulsante » elettronico GK11, del quale non è forse inutile ripetere che può sopportare temperature ambiente comprese fra — 20 e + 80 °C, che ha una durata di funzionamento superiore alle 10.000 ore e che è in grado di sostenere più di 10 milioni di successivi inneschi senza che si determinino varazioni delle sue caratteristiche nominali. La possibilità di numerose altre applicazioni è del tutto ovvia. Inoltre è opportuno ricordare che, se lo si desidera, può evitarsi la utilizzazione di relè elettromeccanici, adattando i circuiti di figura 6 e 7 al comando dell'utilizzatore mediante transistori, thyratron a gas o al silicio.

Ciò eliminerà l'usura dei contatti relativa ai relè tradizionali e consentirà inoltre un funzionamento assolutamente silenzioso. *A*

Alberto Rosenholz

Ricetrasmettitore transistorizzato di 100 mW

Un ricetrasmettitore da 100 mW, funzionante a 27 MHz, a 7 transistori di tipo economico, è descritto nel bollettino n.o 753 del Laboratorio di Applicazioni Philco. Quattro dei sette transistori sono utilizzati nei circuiti di trasmissione e di ricezione, con solo quattro commutazioni. La potenza di alimentazione dello stadio trasmettitore finale è limitata a 100 mW per non oltrepassare la potenza massima autorizzata negli Stati Uniti dalla FCC per i trasmettitori senza licenza. La potenza in alta frequenza dello stadio finale è di circa 60 mW. Il ricevitore, stabilizzato a quarzo, ha una sensibilità di 1 μV per un rapporto segnale/disturbo di 10 dB.

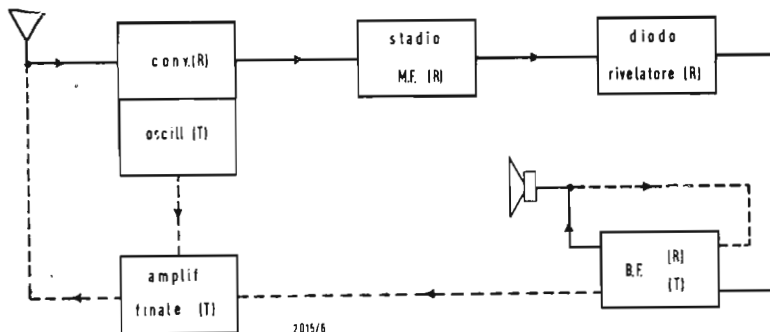



Fig. 1 - Schema a blocchi del ricetrasmettitore nelle posizioni di « trasmissione » (T) e di « ricezione » (R).

1. - SCHEMA FUNZIONALE DEL RICETRASMETTITORE

La figura 1 mostra lo schema a blocchi del ricetrasmettitore sulle posizioni di trasmissione e di ricezione. L'antenna della parte ricevente è collegata ad uno stadio convertitore comandato a quarzo, nel quale l'uscita di media frequenza è di 455 kHz.

Il convertitore è seguito da due stadi amplificatori di MF, da un diodo rivelatore e da un amplificatore a BF costituito da uno stadio pilota e da uno stadio push-pull (classe AB).

L'altoparlante ha una impedenza di 100 Ω.

Nella trasmissione, l'altoparlante viene usato come microfono all'entrata dell'amplificatore di BF che diventa amplificatore di modulazione.

Questo modulatore modula lo stadio amplificatore finale di alta frequenza eccitato all'inizio da un oscillatore a quarzo.

La stessa antenna viene utilizzata sia per la trasmissione che per ricezione.

2. - STUDIO DELLO SCHEMA

L'alimentazione del ricetrasmettitore è a 9 V positivi rispetto massa. Il transistore T1504 è utilizzato come convertitore autodina comandato a quarzo nella posizione di ricezione e come stadio oscillatore a base comune nella posizione di trasmissione. Grazie a un circuito di commutazione appropriata, questo transistore può dunque aver due funzioni.

La fig. 2 mostra lo schema separato del T1504 utilizzato come convertitore e la figura 3, lo schema dello stesso transistore in funzione di oscillatore. Questo sistema riduce notevolmente il costo dell'insieme.

Il T1504 dello schema di figura 2 è un transistore MADT. L'oscillatore stabilizzato a quarzo lavora su una frequenza superiore di 455 kHz a quella del segnale di entrata.

La base del transistore è collegata ad una presa sul secondario di T_1 per avere l'adattamento con l'impedenza d'entrata del transistore.

Il quarzo si trova nel primario di T_3, mentre il secondario trasmette le tensioni di reazione al trasmettitore.
Il divisore di tensione capacitivo formato da C_1 e C_2 determina il tasso di reazione per ottenere un guadagno di conversione dell'ordine di 20 dB, tenendo conto della perdita provocata dal trasformatore di alta frequenza.
Lo stadio oscillatore (fig. 3) ha lo stesso transistore MADT montato come convertitore autodina. Col commutatore nella posizione di *trasmissione*, T_1 va a massa attraverso il secondario di T_3 ed il transistore si trova con la base a massa. La frequenza d'oscillazione dello stadio è comandata dal quarzo. Il trasformatore oscillatore del convertitore T_3 è allora senza effetto. La tensione di uscita dell'oscillatore è trasmessa dal condensatore allo stadio finale dell'emettitore.
L'amplificatore a media frequenza del ricevitore è fornito di due transistori MADT T1054 montati con emettitore comune senza dispositivo di neutrodine, la stabilità necessaria essendo ottenuta con un disaccoppiamento d'impedenze tra l'entrata e l'uscita. Il comando automatico di guadagno è applicato al primo stadio.
In figura 4 è indicato lo schema di questo amplificatore MF. Il guadagno di potenza è di 70 dB e la banda passante di 4,9 kHz a 6 dB e 7,4 kHz a 10 dB di attenuazione. È possibile aumentare

Fig. 2 - Schema separato del T1504 in funzione di convertitore.

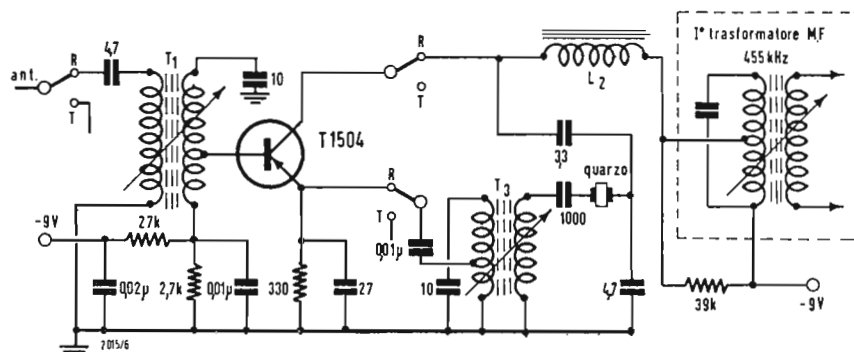



Fig. 3 - Schema separato del T1504 in funzione di oscillatore.

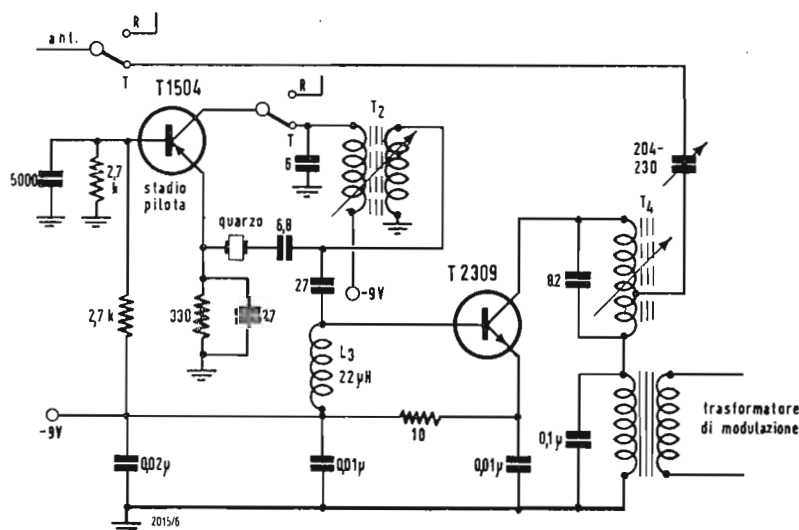



Fig. 4 - Schema dell'amplificatore di media frequenza.

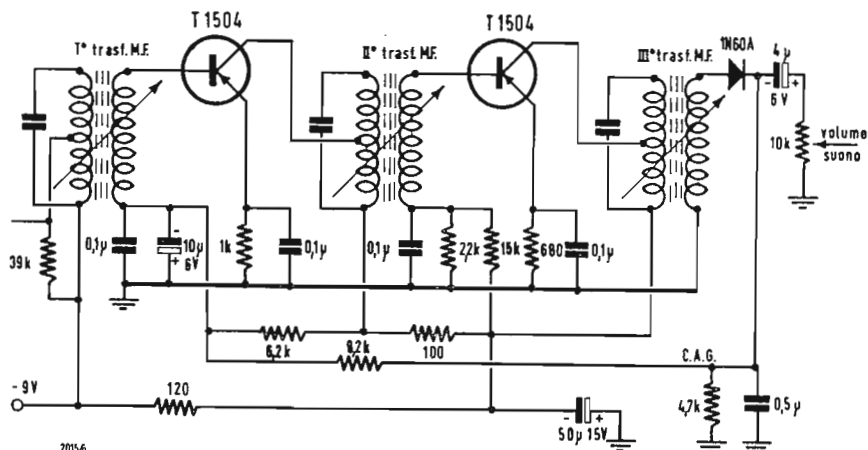
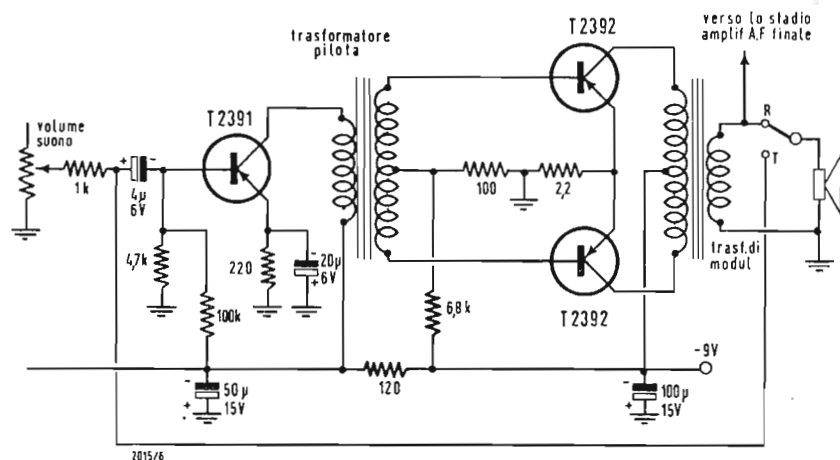



Fig. 5 - Schema dell'amplificatore di bassa frequenza (usato come modulatore nella posizione di trasmettitore).

la selettività rimpiazzando i condensatori di disaccoppiamento dell'emettitore, con dei filtri piezoelettrici, formanti dei circuiti risonanti in serie. Se i due emettitori sono disaccoppiati con questi filtri, la banda passante a 6 dB viene ridotta a 3,5 kHz. Il solo inconveniente di questi filtri è la necessità di un accordo esatto a 455 kHz, essendo lo stadio convertitore pilotato a quarzo con un oscillatore accordato su una frequenza superiore di 455 kHz a quella del segnale di alta frequenza ricevuto. Poichè c'è la possibilità di accordare lo stadio convertitore col condensatore variabile, la frequenza esatta dei filtri, è meno critica, la frequenza dell'oscillatore può essere leggermente minore per compensare lo scarto di frequenza con la MF.

L'amplificatore di media frequenza è seguito da un diodo rivelatore classico, le cui tensioni di uscita vengono trasmesse all'amplificatore di bassa frequenza.

La fig. 5 mostra lo schema dell'amplificatore BF utilizzato come modulatore nella posizione di trasmettitore. Lo stesso trasformatore di uscita serve da trasformatore modulatore, la modulazione dello stadio oscillatore di potenza di alta frequenza si effettua col circuito collettore.

L'amplificatore di bassa frequenza comprende un transistore T2391 pilotato con una resistenza di accoppiamento dal secondario del trasformatore di modulazione AR136 che funge da trasformatore di uscita dell'altoparlante nella posizione di ricevitore. Questo secondario ha un estremo collegato a massa (+ 9 V) e il transistore NPN ha il suo collettore alimentato con una giusta tensione.

3. - ALLINEAMENTO

Si possono usare due metodi per allineare lo stadio amplificatore finale di alta frequenza.

Il primo consiste nell'accordare l'amplificatore di alta frequenza in modo da ottenere la massima potenza di uscita di alta frequenza.

Il secondo consiste nell'accordare questo amplificatore in modo da ottenere un segnale di bassa frequenza massimo all'uscita del rivelatore di campo.

Il massimo di tensione di bassa frequenza indicato dal rivelatore non è sempre prodotto dalla stessa regolazione dell'accordo dello stadio finale corrispondente alla massima potenza di alta frequenza. Tuttavia si userà la regolazione corrispondente alla tensione massima di uscita della bassa frequenza che dà migliori risultati.

Il rivelatore deve essere messo molto vicino all'antenna di trasmissione del ricetrasmettitore, affinchè la tensione rivelata sia sufficiente. Lo stadio finale è modulato al 100% con un generatore a bassa frequenza e si accorda in modo da ottenere all'uscita del rivelatore la massima tensione di uscita con il minimo di distorsione.

Con questo metodo di allineamento, la potenza di uscita dello stadio finale dell'amplificatore di alta frequenza può essere fino al 15% inferiore a quella che si otterrebbe accordando lo stadio al massimo della potenza di uscita dell'alta frequenza.

4. - CARATTERISTICHE GENERALI

Le caratteristiche del ricetrasmettitore usato come ricevitore e trasmettitore sono le seguenti:

Ricevitore. - Potenza massima di uscita: 170 mW; 90 mW per il 10% di distorsione; Sensibilità per un rapporto segnale/disturbo di 10 dB (entrata 50 Ω): 1 µV; Selettività: a 6 dB: 4,9 kHz; a 20 dB: 16,6 kHz; Reiezione della frequenza immagine: 12 dB; Reiezione della media frequenza: 88 dB; Dinamica del CAG: 40 dB; Consumo di corrente senza segnale: 9 mA.

Trasmettitore. - Potenza d'uscita di alta frequenza: 60 mW; Potenza d'alimentazione applicata all'amplificatore finale di alta frequenza: 100 mW; Consumo di corrente per una modulazione del 10%: 23 mA.

Lo schema completo del ricetrasmettitore, del quale abbiamo or ora esaminato i vari elementi che lo compongono, è indicato in fig. 6. Un commutatore a quattro circuiti e due posizioni assicura tutte le commutazione «riccezione - trasmissione». Questo sistema è stato studiato particolarmente per semplificare e ridurre le commutazioni ad un numero minimo e per diminuire il prezzo di vendita, grazie all'uso di elementi comuni sulle posizioni «ricezione» e «trasmissione» senza peggiorarne le caratteristiche.

5. - CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

T_1: *Primario* avvolto sul secondario. *Secondario*: 20 spire unite di filo 32/100 su supporto da 6 mm di diametro. Presa di base a 2 spire a partire dalla estremità fredda. Nucleo in polvere di ferro.

Primario: 10 spire unite dello stesso filo avvolte a partire dall'estremità fredda del secondario e avvolte sopra di esso. T_2: *primario*: 10 spire unite di filo 32/100 su supporto di 9,5 mm di diametro; *secondario*: 5 spire unite dello stesso filo ravvolte sul primario a partire dalla base fredda. Nucleo in polvere di ferro.

T_3: *primario*: 16 spire unite di filo 32/100 su supporto di 6 mm di diametro. Presa intermedia a 1 spira a partire dall'estremità fredda. Nucleo in polvere di ferro. *Secondario*: 7 spire unite e avvolte sul primario.

T_4: 6 spire di filo stagnato 10/10 avvolto su supporto da 9,5 mm di diametro. Lunghezza dell'avvolgimento 19 mm. Nucleo in polvere di ferro.

T_5: Trasformatore pilota; Z primario = 20 kΩ, Z secondario = 2 kΩ.

T_7, T_8, T_9: Trasformatori di media frequenza da 455 kHz.

L_1: 3,4 2 spire su supporto B e W Miniductor o equivalente.

L_2: autoimpedenza: 50 spire unite di filo 13/100 mm, su supporto a nucleo. L = 15 μH.

L_3: autoimpedenza: L = 22 μH.

Tutte le resistenze sono da 0,25 W.

6. - BIBLIOGRAFIA

«Un ricetrasmettitore di 100 mW» di T. T. Lawson e J. J. Yotides, *Application Lab. Report 753*, Philco. *A*

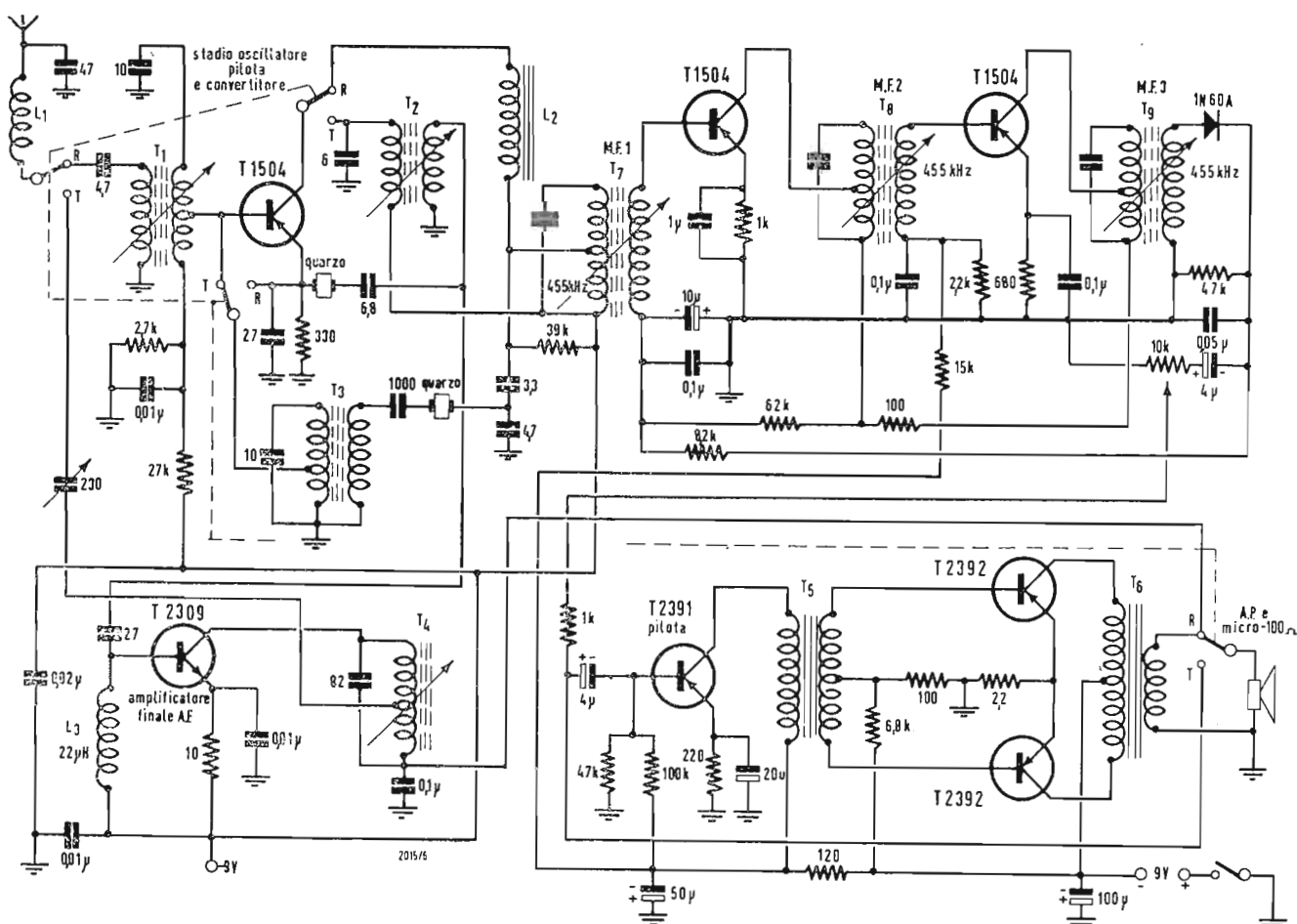



Fig. 6 - Schema completo del ricetrasmettitore.

F. B.

Appunti sui microcircuiti

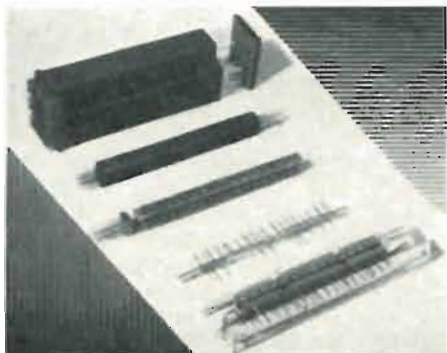



Fig. 1 - Differenti fasi della fabbricazione di moduli subminiatura a componenti discreti nella tecnica « Sippican ».

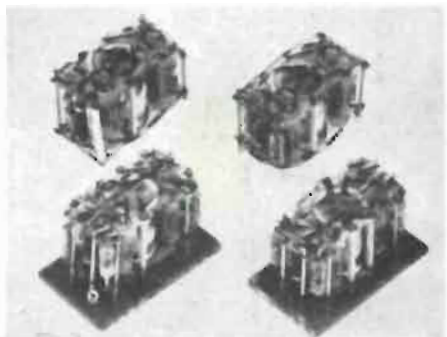



Fig. 2 - Microcircuiti a componenti discreti collegati tra loro con il procedimento di saldatura « Sippican ».

Fig. 3 - In figura sono rappresentate le piastrine sciolte, collegate assieme tramite conduttori passanti per gli incavi e in fine racchiuse in scatola, di un micromodulo C.F.S.; i componenti sono: transistore, bobina, condensatori multistrato al tantalio e resistenza.

UNO DEI MAGGIORI problemi, che si pongono agli elettronici operanti nel campo della tecnica spaziale, è quello di contenere in volumi e in pesi ristrettissimi, senza diminuire per questo il grado di affidamento, i dispositivi elettronici necessari per compiere le più diverse operazioni: convertire in forma numerica, codificare e ritrasmettere una grande quantità di informazioni provenienti da diverse sorgenti; decodificare, amplificare e trasmettere agli organi interessati le informazioni di telecomando ricevute via radio.

Da un punto di vista energetico, gli elaboratori elettronici hanno un rendimento molto basso; infatti, le decine di kilowatt di potenza assorbite nel funzionamento da alcuni elaboratori, solo per una piccolissima parte vengono trasferite all'uscita per il comando delle apparecchiature ivi collegate: apparecchi stampanti in chiaro, perforatori di nastri o di schede, registratori magnetici (pochi milliwatt per quest'ultimi, qualche watt per gli altri), mentre il resto della potenza assorbita è trasformata in calore che deve essere disperso consumando ulteriore energia.

L'esigenza di ridurre pesi, ingombri e consumi, unita a quella di un grado di affidamento sempre maggiore, ha spinto i costruttori a studiare e a fabbricare i componenti delle macchine elettroniche del futuro sotto forma di microelementi logici, che rispondessero il più possibile alle esigenze citate, tra loro talvolta contrastanti.

1. - LE DIVERSE TECNICHE DELLA MICROELETTRONICA

Uno sguardo di assieme alle realizzazioni finora note dei fabbricanti di microcircuiti ci permette, a prima vista, di distinguere tre tecniche principali di fabbricazione, le quali però vengono talora parzialmente combinate tra loro. Si possono distinguere:

— i micromoduli, denominati anche « packages » dagli anglosassoni, che sono costituiti dall'unione costruttiva, in un volume molto ridotto e standardizzato, di microcomponenti che possono essere realizzati secondo una tecnica tradizionale o, talvolta, specialmente studiati per questi circuiti;

— i circuiti integrati denominati talvolta circuiti solidi (« integrated circuits » oppure «solid state circuits »), nei quali tutti gli elementi (resistenze, condensatori, diodi, transistori) sono ottenuti contemporaneamente da una stessa piastra di silicio;

— i circuiti a film sottile (« thin film circuits ») che sono costituiti da depositi metallici di lieve spessore (qualche decina di angstrom) riportati su un supporto isolante.

Senza entrare in dettagli, che esulerebbero dal quadro di questa esposizione di carattere generale, descriveremo a grandi linee queste tre differenti tecniche, citando per ognuna qualcuno dei costruttori che le hanno attuate.

2. - MICROMODULI (MICROCIRCUITI A COMPONENTI DISCRETI)

Grazie a una tecnica di cablaggio particolarmente studiata, è possibile raggruppare componenti di tipo classico, subminiatura o microminiatura, in un volume estremamente ristretto (un costruttore annuncia addirittura la cifra di trenta componenti per centimetro cubo). L'unità costruttiva costituita da questi elementi, associati tra loro per saldatura elettrica, viene poi di solito annegata in una resina isolante fluida contenuta in una forma; dopo solidificazione, l'insieme si presenta sotto forma di un piccolo blocco parallelepipedo da cui escono dei terminali per le connessioni esterne.

Uno dei problemi tecnologici più delicati, che si pongono nella realizzazione di questi microcircuiti, è quello della saldatura. Quest'ultima deve essere eseguita senza produrre un riscaldamento eccessivo dei componenti all'atto della giunzione dei fili, e tuttavia deve offrire una resistenza meccanica sufficiente, presentare una resistenza elettrica debole e un elevato grado di affidamento. Nel procedimento di saldatura « Sippican » le connessioni dei diversi componenti sono costituite da fili rigidi di nichel e i diversi strati di cablaggio sono isolati tra loro da fogli isolanti poliesteri. Il sistema di connessione usato nei microcircuiti « Ministack » (S.T.C.-L.M.T.) utilizza una griglia speciale sagomata secondo le necessità di cablaggio. I componenti utilizzati nei micromoduli possono derivare da tecniche particolari. In questo campo si hanno due sistemi diversi:

— Quello, ad esempio, delle società SESCO, TRANSITRON, GENERAL INSTRUMENTS, le quali ottengono tutti i componenti partendo da uno stesso materiale: il silicio. Le resistenze sono costituite da piccole barre, i condensatori sono delle pastiglie di struttura p-n ottenute per diffusione, i diodi sono del

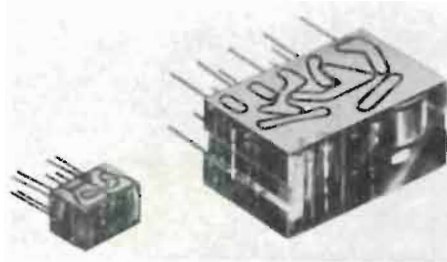



Fig. 4 - Il modulo di destra, a componenti normali, mette in risalto le dimensioni molto ristrette del micromodulo di sinistra a componenti ridotti (SIEMENS).

tipo planare o mesa a breve tempo di ricupero, i transistori sono del genere epitassiale oppure del tipo ottenuto per estrazione e diffusione. I moduli attuati secondo questa tecnica sono per lo più racchiusi in una capsula per transistori del tipo TO 5.

— Quello, ad esempio, delle società C.S.F. e R.C.A. che realizzano i loro micromoduli mediante una disposizione a guisa di pila di piastre isolanti uguali, di forma quadrata, che portano i componenti e sono dotate di tre incavi su ogni lato (fig. 3). Le resistenze vengono depositate direttamente sulle piastre sotto forma di un film metallico, e i condensatori sotto forma di strati alternati di materiale conduttore e isolante. Gli altri elementi (transistori, diodi, quarzi, induttanze...) sono dei microcomponenti ottenuti in modo classico che vengono poi di solito fissati alle piastre racchiusi in capsula. La connessione elettrica tra le diverse piastre che costituiscono il microcircuito viene realizzata per meno di conduttori saldati lateralmente alle piastre negli incavi metallizzati. Dopo l'assemblaggio i moduli sono incorporati in una resina epossidica.

3 - CIRCUITI INTEGRATI

Mentre i moduli di cui si è trattato precedentemente non sono, in certo modo, che la trasposizione in scala ridotta di circuiti classici, i circuiti integrati rispondono a nuove concezioni sia dal punto di vista della tecnica di fabbricazione che dal punto di vista dello studio dei circuiti.

La tecnica di fabbricazione è nuova, perchè consiste nell'ottenere il circuito completo su una stessa piastra di silicio per mezzo del procedimento epitassiale planare passivato, realizzato mediante fotoincisione di precisione (figg. 6 e 8).

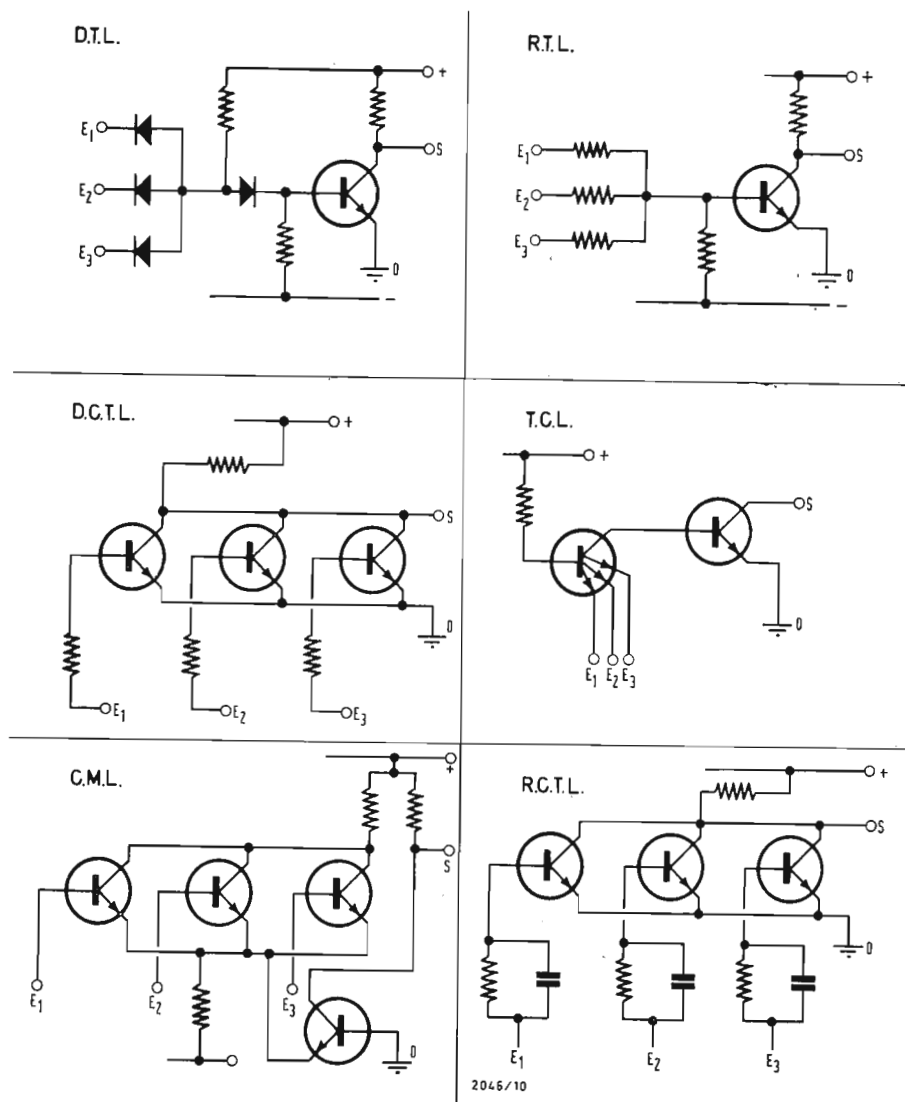



Fig. 5 - Sei circuiti logici diversi realizzati secondo la tecnica dei circuiti integrati.

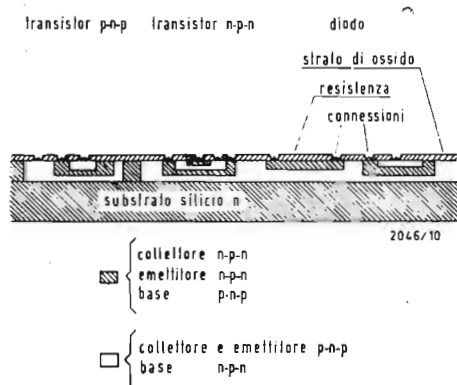



Fig. 6 - Sezione di circuito integrato: la diffusione di diversi componenti del circuito logico è realizzata entro lo stesso blocco di silicio.

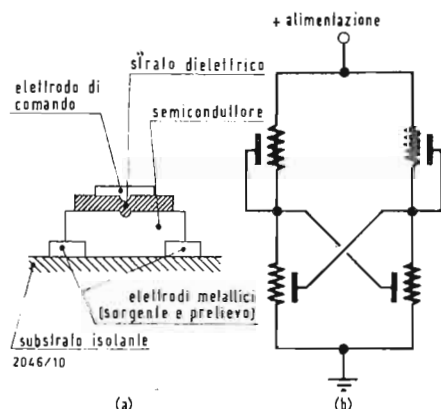



Fig. 7a - La corrente passante per il sottile film di semiconduttore può essere comandata per effetto di campo a mezzo di una tensione applicata all'elettrodo pilota; i diversi strati costituenti questo componente attivo a film sottile hanno uno spessore di qualche decina di angstrom.

Fig. 7b - Multivibratore sperimentale utilizzante questo tipo di componente. MELPAR RESEARCH LAB., U.S.A.

La piastra di silicio che serve da substrato viene dapprima polita e quindi ossidata per proteggerla dalle contaminazioni. Si mettono successivamente a nudo, per mezzo di maschere fotografiche, le differenti parti attive al fine di poterle drogare per diffusione e di ottenere transistori, diodi o condensatori. Le resistenze sono realizzate durante la prima diffusione, tracciando sottili canali entro lo strato d'ossido e ricavando i contatti alle estremità della regione diffusa.

Poichè con questa tecnica non è molto più oneroso ottenere un diodo o un transistore che ottenere una resistenza o un condensatore, i tecnici sono stati portati a ripensare i circuiti in funzione delle nuove possibilità che vengono ad essi offerte. È così che sono nate nuove configurazioni di circuiti logici (fig. 5):

— T.C.L. (« Transistor Coupled Logic ») utilizzante transistori a emettitori multipli;

— D.C.T.L. (« Direct Coupled Transistor Logic »), nel quale i transistori hanno una connessione comune di collettore;

— C.M.L. (« Current Mode Logic »), nel quale l'accoppiamento tra i transistori d'entrata e di uscita viene effettuato per mezzo di una resistenza comune di emettitore;

— E.C.T.L. (« Emitter Coupled Transistor Logic »), in cui i transistori hanno una connessione comune di emettitore.

Questi nuovi tipi di circuito sono venuti ad aggiungersi a quelli già divenuti classici e indicati pure in fig. 5:

— T.R.L. (« Transistor Resistor Logic »);

— D.T.L. (« Diode Transistor Logic »);

— R.C.T.L. (« Resistor Capacitor Transistor Logic »).

I costruttori di circuiti integrati si differenziano tra loro, più per l'impiego di questi tipi diversi di circuiti che per il loro sistema di fabbricazione.

I microelementi logici integrati sono generalmente contenuti in una capsula per transistori del tipo TO 5 o più raramente incorporati in un minuscolo parallelepipedo di resina epossidica.

Oltre alla loro produzione standardizzata, alcuni costruttori offrono la realizzazione di circuiti studiati su richiesta dei clienti. È questo particolarmente il caso per il sistema « Master Slice » della società TEXAS INSTRUMENTS o per i circuiti integrati della società GENERAL ELECTRIC, per i quali si è studiata una matrice normalizzata composta di un mosaico di resistenze, diodi e transistori con cui il cliente può costituire numerosi circuiti secondo le proprie necessità.

4. - FILM SOTTILI

Questa tecnica, quantunque non sia che agli inizi, sembra destinata a un avvenire molto interessante. Essa consiste nel costruire gli elementi passivi (resistenze, condensatori, connessioni), e talvolta perfino gli elementi attivi, sotto forma di strati metallici sottili riportati su un supporto isolante di vetro o di ceramica (fig. 9).

Le resistenze possono essere costituite da un film di nichelcromo o di renio, di qualche decina di angstrom di spessore, depositato per sublimazione. I condensatori, i cui elettrodi di alluminio vengono depositati per vaporizzazione, posseggono come dielettrico uno strato sottile di biossido di silicio ottenuto per proiezione molecolare. Le connessioni, così come i punti di contatto con gli elettrodi dei diodi e dei transistori, possono essere ottenute per vaporizzazione di una lega di oro-cromo.

Gli elementi attivi sono di solito dei transistori molto ridotti ma di tecnica quasi classica (ad esempio transistori « Miniflake » della società S. T. C. - L. M. T.); intanto fervono però le ricerche per ottenere anche elementi attivi, quali transistori a effetto di campo (fig. 7), per mezzo di strati semiconduttori e di strati sottili isolanti alternati. *A*

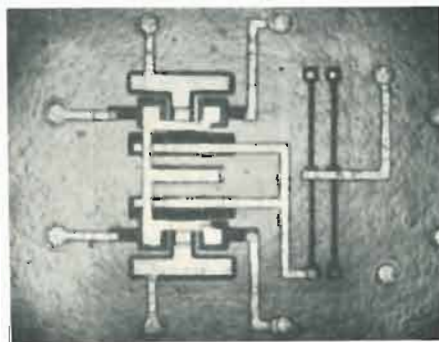



Fig. 8 - Solo una microfotografia consente di vedere chiaramente la costituzione di questo circuito integrato della SESCO.

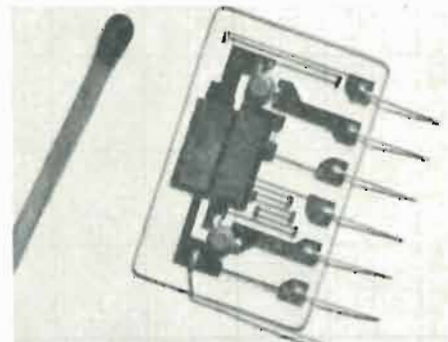



Fig. 9 - Microcircuito sperimentale a film sottile realizzato dalla « C.O.P.R.I.M. ».

In orbita il secondo satellite spaziale anglo-americano

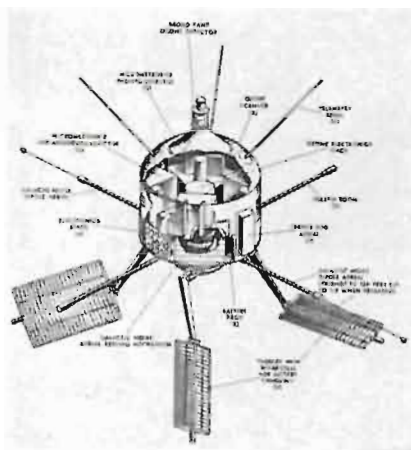
Il secondo satellite spaziale anglo-americano è stato lanciato recentemente dall'isola di Wallop. Il progetto del satellite, denominato UK-2, ricorda quello del suo predecessore, l'UK-1, che dopo l'entrata in orbita fu chiamato Ariel. La fornitura degli strumenti e parte del compito di seguire il cammino del satellite sono stati affidati alla Gran Bretagna, mentre il satellite, i suoi sistemi di telemetria e di rifornimento di energia, come pure i mezzi per la messa in orbita sono stati forniti dalla NASA.

Il progetto dell'UK-2 fa parte della serie di esperimenti con satelliti da svolgersi in collaborazione, stabilita da un accordo tra Gran Bretagna e Stati Uniti nel '59. L'UK-2 è stato lanciato mediante il razzo a quattro stadi «Scout», mentre l'Ariel era stato messo in orbita dal noto « Thor Delta ». In orbita il satellite peserà circa 68 Kg. Avrà forma di cilindro con le estremità coniche; il suo diametro sarà di 58 cm. Dal corpo del satellite in volo sporgeranno diversi elementi, le antenne radio, le palette a celle solari per caricare gli accumulatori, ecc. Il satellite verrà stabilizzato facendolo ruotare sul suo asse prima della messa in orbita, in modo da fargli mantenere un certo orientamento verso il sole — condizione indispensabile per due dei tre esperimenti che dovrà effettuare.

Gli esperimenti programmati per l'UK-2 non avranno scientificamente alcuna relazione tra loro. Uno di essi, a carattere meteorologico, tenderà ad individuare le variazioni della quantità di ozono nell'atmosfera superiore. Un altro complesso di strumenti osserverà, per conto del gruppo di radioastronomia di Cambridge, la componente di onde lunghe delle onde radio, nota come « rumore galattico ». Il terzo esperimento riguarderà un nuovo metodo per la misurazione del numero e delle dimensioni dei micrometeoriti.

Il primo esperimento, dovuto all'iniziativa del dott. R. Frith e del dott. K. H. Steward del reparto ricerche dell'Ufficio Meteorologico, è inteso a misurare le variazioni di densità dello strato di ozono dell'atmosfera situato tra 20 e 70 km. dalla superficie terrestre. L'indicazione quasi continua su monitor della distribuzione di ozono sulla superficie terrestre dovrebbe segnalare i movimenti giornalieri delle masse di aria che agiscono su di essa, il modo in cui l'ozono si forma e viene dissipato e l'ubicazione dei punti dell'atmosfera superiore riscaldati in seguito all'assorbimento di raggi ultravioletti da parte dell'ozono. Essendo questi fenomeni indici delle condizioni meteorologiche future si spera che l'esperimento svolto dall'UK-2 possa risultare utile ai fini delle previsioni meteorologiche a lunga scadenza. L'esperimento dovrebbe anche portare un buon contributo alla conoscenza della circolazione generale dell'atmosfera. L'impiego del satellite permetterà che l'ozono venga misurato in una vasta gamma di latitudini e per un periodo abbastanza lungo. Nel metodo impiegato per l'UK-2 l'ozono viene considerato come il filtro variabile di un enorme sistema ottico avente il sole come fonte luminosa. Osservando l'ammontare di luce solare ultravioletta assorbita dallo strato di ozono si ottiene la misura della quantità di ozono presente e la sua distribuzione. Dato che tale distribuzione può variare di un fattore di 100.000 tra la cima e il fondo dello strato (la zona di 50 km passa davanti all'« occhio » del satellite alla velocità di 1 km. al secondo), lo strumento dovrà avere una sensibilità variabile, ottenuta analizzando, ad ogni veduta, lo spettro ultravioletto, essendo diversamente assorbite dall'ozono le diverse lunghezze d'onda. Le osservazioni potranno essere effettuate soltanto al levare ed al calar del sole, quando cioè la luce solare è osservata attraverso lo strato di ozono.

Il gruppo dell'osservatorio radio di Cambridge, guidato dal dott. E. G. Smith, si servirà dell'UK-2 per investigare il fenomeno che impedisce ai segnali radio in arrivo di frequenze molto basse di raggiungere la terra. Si suppone che il rumore di fondo nella regione delle lunghezze d'onda allo studio sia provocato da elettroni, accelerati a velocità vicine a quella della luce da campi magnetici della galassia. È interessante conoscere l'intensità relativa dei segnali attraverso lo spettro radio tra 0,75 e 3 MHZ. Il sistema di antenna scelto per l'esperimento capterà i segnali radio compresi tra queste frequenze, indipendentemente dalla direzione da cui provengono. Questi dati consentiranno di effettuare misurazioni più precise del rumore galattico proveniente dal terzo satellite anglo-americano per cui si stanno già progettando alcune attrezzature.

Per contare e misurare i micrometeoriti — scopo di un altro esperimento assegnato all'UK-2 — viene impiegato un sistema ottico ideato dal dott. R. C. Jennison dei laboratori radioastronomici Nuffield di Jodrell Bank. Un nastro di sottilissima foglia di metallo viene esposto dinanzi ad un finestrino praticato nella parete del cilindro del satellite. Ogni meteorite, fino alla grandezza di un micron, perforerà il nastro; attraverso il foro passerà la luce del sole e segnerà una linea di luce su uno schermo fotosensibile collocato dietro al nastro. Il numero di linee indicherà quindi il numero dei meteoriti e la larghezza di ogni linea il diametro di ciascuno di essi. Il nastro di foglia metallica si avvolgerà gradatamente come una pellicola fotografica e ogni due settimane il rotolo verrà rinnovato. La rotazione del satellite espone il finestrino al sole per circa un secondo. Si è progettato di fare cinque analisi al minuto, cioè una per ogni giro del satellite su se stesso. La velocità di avvolgimento del rullo è considerata adeguata al numero degli urti e solo nel caso in cui

il satellite dovesse incontrare una pioggia di meteoriti, si potrebbe verificare la saturazione.

Molti dei risultati ottenuti in precedenti tentativi effettuati per contare il numero di urti di micrometeoriti contro veicoli spaziali in orbita si sono rivelati contraddittori. In nessuno degli esperimenti precedenti, però, la grandezza dei meteoriti è stata misurata direttamente e quindi il nuovo metodo di conteggio dovrebbe rivelarsi utile per controllare la precisione dei metodi precedenti. (*u.b.*)

Impianti di televisione a circuito chiuso realizzati dalla Dage (U.S.A.)

Fig. 1 - Impianto di televisione a circuito chiuso tipo 63.

Il numero di applicazioni della televisione a circuito chiuso va allargandosi ogni giorno di più, offrendo spesso brillanti soluzioni ad un'infinità di problemi. La casa Dage, affiliata ad una delle più importanti organizzazioni americane del campo elettronico, la Thompson Ramo Wolldridge, produce diversi impianti di televisione a circuito chiuso. Gli impianti più semplici sono quelli del tipo 63 con risoluzione di 400 righe (fig. 1), che vengono impiegati soprattutto nelle banche a sistema « drive in », nelle acciaierie, per la sorveglianza di recinti, ingressi, ambienti di magazzinaggio. Per la versione con comando a distanza della telecamera, cioè la serie 63 R, le applicazioni più caratteristiche sono la sorveglianza di parcheggi, prigioni, ambienti molto vasti in genere, il controllo di processi industriali, gli impieghi didattici specialmente in campo medico. Per la ripresa di scene la cui luminosità varia spesso e rapidamente e per quelle applicazioni per cui si richiede una più elevata risoluzione è stato creato il sistema a 600 righe, impiegato negli impianti tipo 70, 71 e 72 (nella fig. 3 il mod. 72). La casa Dage ha realizzato anche un sistema per impianti professionali con risoluzione di 700 righe; tali impianti, che fanno parte della serie 320 (fig. 2), sono idonei per dimostrazioni di laboratorio in scuole e istituti universitari, per sale di vendita all'asta, per appostamenti di polizia, o comunque per tutti quei casi in cui si richiede un impianto di elevata qualità. Fanno parte della produzione della società americana anche impianti con risoluzione di 700 righe e telecamera transistorizzata, adatti per condizioni ambientali anormali, quali per esempio si incontrano per installazioni montate su razzi e missili, o nella visualizzazione di manipolazioni e operazioni pericolose, e in tutti quei casi in cui la camera venga esposta a forti shock, vibrazioni, condizioni di umidità e temperatura anormali.

Altri impianti, che operano con sistema a 550 righe e adottano un circuito di compensazione automatica della luminosità, vengono impiegati per controlli di aerei, come pure per il controllo di reazioni nucleari, controlli su simulatori spaziali e centrifughe umane, ecc.

Fig. 2 (a sinistra) - Impianto di televisione tipo 320.
Fig. 3 (a destra) - Impianto di televisione a circuito chiuso tipo 72.

Gli impianti del tipo 81 forniscono anch'essi immagini di notevole qualità (600 righe), ma sono stati appositamente studiati per riprese in ambienti poco illuminati quali la sorveglianza di operazioni di parcheggio notturno in aeroporti, il controllo dell'area adibita al carico e allo scarico dei veicoli, i controlli su aerei e missili, il controllo di operazioni di fabbricazione in condizioni di limitata luminosità.

Il sistema « Teleran », con telecamera portatile e trasmettitore portatile a microonde operante nella banda di 2000 MHZ e adatto ad eseguire riprese mobili, completa la produzione Dage. Viene utilizzato quando non è possibile collegare il ricevitore alla telecamera per mezzo di cavi. Per comporre gli impianti secondo esigenze particolari è pure disponibile una vasta gamma di accessori. La Dage è rappresentata in Italia dalla ditta ing. Barletta, Milano. (*i.b.*)

dott. ing. Giuseppe Baldan

L'adattamento del carico*

Il massimo trasferimento di potenza non avviene necessariamente con il carico adattato, ciò è vero in particolare con i circuiti con il carico nel catodo o nell'emettitore.

NON ESISTONO errori più ingannevoli di quelli basati sulla verità. Quando la verità può essere facilmente stabilita mediante la matematica, l'errore può diventare praticamente inevitabile. Nonostante tutto quello che è stato detto in passato sull'argomento, rimane ancora una certa confusione su quale sia il carico più adatto da applicare ad un tubo o ad un transistore al fine di ottenere la massima potenza in uscita. La confusione si può oggi notare soprattutto nei circuiti non normali. Degli esempi caratteristici sono i circuiti con carico sul catodo o sull'emettitore. Io penso che una indagine sull'equivoco sia un esercizio utile, infatti, l'esaminare il perchè molti danno una risposta errata, può portare ad una più approfondita comprensione dell'essenza della risposta esatta.

Diamo un'occhiata ad un libro di testo classico. Supponiamo di avere un generatore E_0 con impedenza R_0 che alimenta un carico R_1. Tutto ciò è rappresentato nel circuito della fig. 1. La tensione ai capi del carico è uguale ad E_1 e vale:

$$E_1 = E_0 \frac{R_1}{R_1 + R_0}$$

La corrente che passa nel carico è I_1 e vale:

$$I_1 = \frac{E_0}{R_1 + R_0}$$

La potenza assorbita dal carico è quindi uguale a:

$$P = E_1 I_1 = E_0^2 \frac{R_1}{(R_1 + R_0)^2} =$$

$$= \frac{E_0^2}{R_0} \cdot \frac{R_0 R_1}{(R_0 + R_1)^2}$$

Osserviamo ora la fig. 2 che ci mostra come la sorgente possa essere considerata come un generatore di corrente I_0 con una impedenza in parallelo R_0. Per un tale circuito possiamo scrivere la relazione che dà la corrente passante per il carico:

$$I_1 = I_0 \frac{R_0}{R_0 + R_1}$$

Si può inoltre trovare la tensione ai capi del carico

$$E_1 = I_0 \frac{R_0 R_1}{R_0 + R_1}$$

e la potenza assorbita dal carico stesso

$$P = E_1 I_1 = (I_0^2 R_0) \frac{R_0 R_1}{(R_0 + R_1)^2}$$

Le due equazioni che danno la potenza sono naturalmente equivalenti. Se noi rendiamo $R_0 = 0$, ossia cortocircuitiamo il carico, la corrente attraverso il cortocircuito deve essere I_0, e si vede facilmente nella fig. 1 che $I_0 = E_0/R_0$. Analogamente se apriamo il circuito del carico la tensione a circuito aperto E_0 è uguale a $R_0 I_0$. Possiamo quindi scrivere $P_0 = I_0^2 R_0 = E_0^2/R_0$ e la potenza assorbita nei due casi diventa uguale a

$$P = P_0 \frac{R_0 R_1}{(R_0 + R_1)^2}$$

Se poniamo $r = R_1/R$ possiamo sempli-

(*) COOPER, G. F., The matched load, *Audio*, novembre 1963, pag. 30.

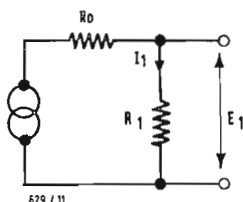



Fig. 1 - Un generatore ed il suo carico.

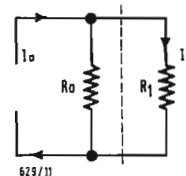



Fig. 2 - Il generatore di corrente equivalente e quello della fig. 1.

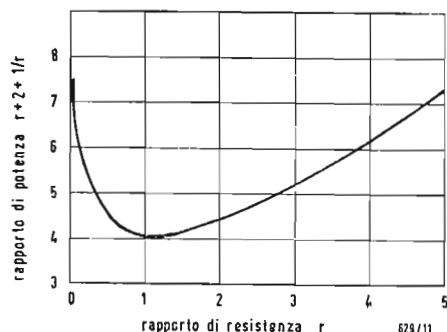



Fig. 3 - Diagramma del rapporto P/P_0.

ficare l'espressione precedente ed ottenere:

$$\frac{P}{P_0} = \frac{1}{\left(r + 2 + \frac{1}{r}\right)}$$

Il termine entro parentesi è noto. Il suo valore è riportato nel diagramma della fig. 3 in funzione di r e il grafico conferma quello che noi già conosciamo su questa espressione. Il termine ha un valore minimo quando $r = 1$, in questo minimo abbiamo

$$P = \frac{P_0}{4}$$

Questo è naturalmente il massimo valore di P che si può ottenere per un dato valore di P_0.

Questo è il punto nel quale i testi si fermano, spesso con la conclusione che per adattare il carico al generatore bisogna fare $R_1 = R_0$ (cioè $r = 1$) se si vuole ottenere la massima potenza nel carico. Questo è il punto dal quale noi cominceremo.

Prima di tutto permetteteci di tracciare la curva della fig. 3 in un modo più attraente. Se consideriamo la grandezza 10 log P/P_0 otteniamo il rapporto di potenza in dB.

$$10 \log \frac{P}{P_0} = -10 \log \left(r + 2 + \frac{1}{r}\right)$$

$$= -10 \log (1 + r) - 10 \log \left(1 + \frac{1}{r}\right)$$

Quando siamo molto lontani dalla condizione di adattamento noi possiamo trascurare r o $1/r$ e vedere che la potenza disponibile è quasi proporzionale a $1/r$ o ad r. Usando per r una scala logaritmica possiamo ottenere il semplice grafico della fig. 4. Esso mostra l'andamento della potenza in uscita in modo più facile da comprendersi per molti tecnici.

Come avvertenza a non prendere troppo sul serio la regola del libro di testo vediamo cosa succede se modifichiamo le nostre ipotesi. Perchè dobbiamo accettare l'idea che I_0 o E_0 siano fissi? Supponiamo che essi varino in modo tale che il generatore fornisca una potenza costante. La potenza data in uscita dal generatore di tensione sarebbe, in tali condizioni, uguale a

$$P_{01} = \frac{E_0^2}{R_0 + R_1}$$

Consideriamo ora il rapporto

$$\frac{P}{P_{01}} = \frac{E_0^2 R_1}{(R_0 + R_1)^2} \times \frac{R_0 + R_1}{E_0^2}$$

$$= \frac{R_1}{R_0 + R_1}$$

che può essere considerato sia come rendimento di trasmissione della potenza, sia come rapporto fra la potenza nel carico e la potenza totale se questa è fissata. Quando $R_1 = R_0$ il rapporto è uguale ad 1/2 però esso aumenta all'aumentare di R_1 e tende all'unità. Possiamo tentare di rifare gli stessi calcoli con il generatore di corrente della fig. 2. Allora scriviamo:

$$P_{01} = I_0^2 \frac{R_0 R_1}{R_0 + R_1}$$

ed arriviamo a:

$$\frac{P}{P_{01}} = \frac{R_0}{R_0 + R_1}$$

Vediamo ancora che in condizioni di adattamento metà della potenza passa nel carico, però il carico assorbe una potenza maggiore quando R_1 diventa minore di R_0.

Il vantaggio di avere ottenuto dei risultati di questo tipo, di essere cioè arrivati a delle conclusioni parzialmente contraddittorie è quello di non credere più ciecamente a nessuna delle conclusioni. Ci è ora più facile abbattere la barriera dell'abitudine e pensare più a fondo al nostro problema. La barriera dell'abitudine è molto resistente e le regole imparate fin dall'inizio del gio-

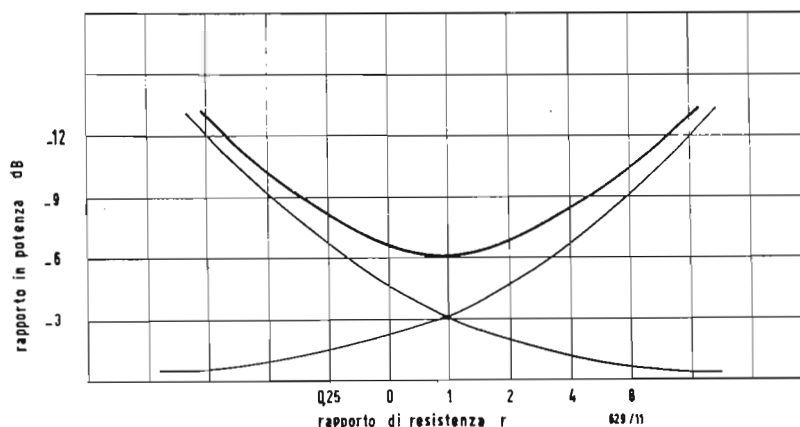



Fig. 4 - Altro modo di rappresentare la fig. 3.

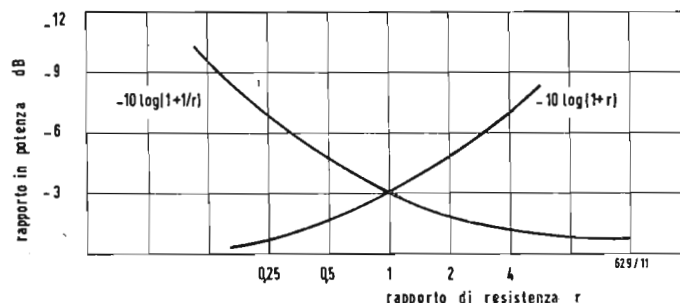



Fig. 5 - Le due curve valevoli per i generatori a potenza costante.

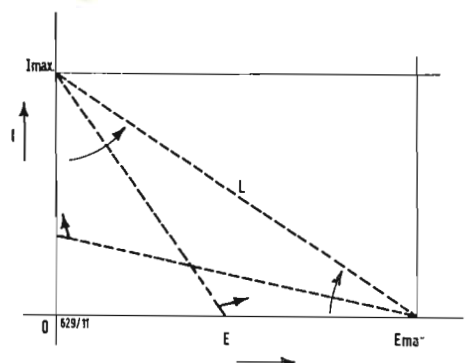



Fig. 6 - Caratteristica di un dispositivo e linee di carico.

Fig. 7 - Costruzione con un limite « linea diodo ».

co sono ormai troppo fissate nella nostra mente.
Non è difficile vedere la limitazione dell'ipotesi di potenza costante da noi formulata. Noi otteniamo, in tale condizione, la massima trasmissione di potenza quando il carico è costituito da un corto circuito o dal circuito aperto. Però per mantenere costante la potenza in tali casi limiti bisogna ammettere dei valori infiniti per la corrente e la tensione. Però sarebbe troppo facile dire che non vale la pena di tenere conto di un tale criterio. Una indagine più accurata può mostrare che questa sarebbe una cosa errata. Ritorniamo ancora alle nostre semplici equazioni.
Per il generatore di corrente noi abbiamo trovato che

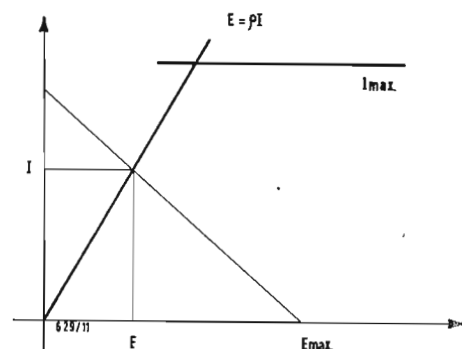
$$\frac{P}{P_{01}} = \frac{R_0}{R_0 + R_1} = \frac{1}{1 + r}$$

e cioè che

$$10 \log \frac{P}{P_{01}} = -10 \log (1 + r)$$

Per il generatore di tensione il risultato corrispondente è:

$$10 \log \frac{P}{P_{01}} = -10 \log \left(1 + \frac{1}{r}\right)$$

Questi due risultati sono stati diagrammati nella fig. 5. Sia dalle formule che dalle curve si può osservare che i generatori a potenza costante danno due curve, che una volta combinate (sommate in dB), danno origine alla curva del generatore a corrente o a tensione costante. Noi abbiamo ora tre curve, tutte e tre valide entro certi limiti. Voi ricorderete sicuramente la regola della *Fattoria degli animali*: tutti sono uguali però qualcuno è più uguale degli altri. Io però non voglio fermarmi a vedere quale di queste tre curve sia la più valida. Mi accontento di avere distrutto l'unicità della fig. 3.
Consideriamo ora le caratteristiche di uscita di un tubo o di un transistore. Esse sono indicate nella fig. 6. che forse penserete possa somigliare alla mappa di Bellmann (*The Hunting of the Snark*), che l'equipaggio pensava di potere facilmente leggere.
Si trattava invece, come sicuramente ricorderete, di « un foglio assolutamente bianco ».
Spero che vedendo il diagramma non mi confonderete con un famoso uomo politico inglese secondo il quale « per varcare l'oceano bastava sapere una sola cosa, suonare la campana ».
La ragione per la quale non ci sono dei dettagli relativi al particolare dispositivo (tubo o transistore) impiegato apparirà presto chiara. Nella fig. 6 possiamo aggiungere una linea che rappresenta la massima corrente ammessa, supponendo per il momento che questa corrente sia costante. Ciò significa che in un tubo noi non consideriamo come limite massimo la necessità di impedire il flusso di corrente di griglia. Noi possiamo tracciare anche la linea che rappresenta la massima tensione ammessa. Per i transistori noi sappiamo che questo limite dipende dalla corrente e dalle condizioni del circuito di base, ma ignoreremo anche questi particolari. Altra ipotesi che facciamo a questo punto è che, sia la tensione, sia la corrente, possano scendere a zero ma non possano invertirsi. Noterete che tutte queste ipotesi sono in pratica delle approssimazioni di primo ordine.
Non penso sia difficile notare come la linea di carico L, la diagonale tracciata nella fig. 6, rappresenti l'impedenza che ci permette di estrarre la massima potenza del dispositivo. Se noi pensiamo che essa sia incernierata nel punto $E = E_{max}$, $I = 0$, noi vediamo che, quando iniziamo con una impedenza molto alta, noi possiamo aumentare la potenza in uscita riducendo la impedenza di carico fino a che non andiamo a sbattere contro l'arresto superiore costituito dalla corrente massima. Analogamente se incernieriamo la linea nel punto $E = 0$, $I = I_{max}$ e iniziamo con una bassa impedenza la potenza aumenta fino a che si arriva al limite fornito da E_{max}.
Notate che questa conclusione è stata ottenuta senza tenere assolutamente conto dell'impedenza interna del tubo o del transistore. Non è necessario conoscerla e per questo essa non è stata riportata nel diagramma della fig. 6.

Spesso si trova però che c'è un altro limite costituito dalla potenza massima dissipata $P_{max} = E\,I$, rappresentata nel nostro diagramma da una iperbole.

Non voglio però fermarmi a discutere questo particolare perchè mi porterebbe via dello spazio necessario per altri argomenti, però potete verificare facilmente voi stessi che la linea di carico non dipende dalla impedenza interna.

Il punto debole più importante di questa semplice analisi si trova all'estremo a bassa tensione della linea di carico.

Quando usiamo triodi e specialmente quando ci limitiamo alla regione della griglia negativa in modo da non avere fastidi con la corrente di griglia, c'è una parte notevole della caratteristica che ci è vietata. È necessario esaminare l'effetto della linea limitatrice della fig. 7, una linea corrispondente alla impedenza di un tubo ϱ. Manteniamo il limite di tensione E_m e la corrente massima I_{max}. Supponiamo di usare un carico di $R\ \Omega$ con la linea di carico che passa per E_{max}. Si ha allora:

$$IR + I\varrho = I\,(R + \varrho) = E_m$$

Noi sappiamo che la quantità $I^2\,R$ rappresenta la potenza nel carico, P. Non intendo introdurre onde sinusoidali e fattori 1/4 che non influenzano il risultato finale ma confondono le idee. Si può quindi scrivere:

$$P = I^2\,R = R\,\frac{E_m^2}{(R + \varrho)^2} = \frac{\left(\dfrac{E_m}{\varrho}\right)^2}{\dfrac{R}{\varrho} + 2 + \dfrac{\varrho}{R}}$$

Noi siamo liberi di variare R ed abbiamo già visto questo tipo di espressione. Essa ci dà un valore massimo per P se rendiamo $\varrho = R$. Abbiamo così trovato una regola per adattare il dispositivo al carico. Però ciò è vero solo se noi lavoriamo entro le limitazioni della fig. 7. Il risultato ottenuto in (A) della fig. 8 è corretto, però se abbiamo la situazione (B) entra in gioco la limitazione di corrente e noi possiamo ottenere la massima potenza in uscita aumentando la resistenza di carico fino a che la linea di carico cade entro l'angolo della caratteristica.

Sono sicuro che se avete seguito la discussione con in mente la caratteristica di un pentodo o di un transistore con emettitore comune e se avrete sovrapposto idealmente le loro caratteristiche ai diagrammi vi sarete meravigliati del trattamento poco comune riservato ad un soggetto così semplice. Però noi non abbiamo voluto introdurre alcuna limitazione di questo genere.

La discussione è sempre stata assolutamente generale. Ho detto all'inizio, con le parole del dott. Johnson, liberate la vostra mente dalle frasi fatte.

Io penso che il desiderio di ben adattare sia particolarmente forte da parte di chi utilizza il carico su catodo o su emettitore.

Dirò subito che esistono alcune applicazioni del carico su catodo per le quali la condizione di adattamento è ideale. Se voi alimentate una linea che non sia correttamente chiusa al suo termine l'uso di un circuito con carico catodico avente una impedenza interna uguale all'impedenza caratteristica della linea vi garantisce una sorgente con impedenza interna resistiva all'estremo lontano della linea e ciò serve ad evitare irregolarità nella curva di risposta dovute alla capacità della linea. Se le impedenze fossero troppo basse sarebbe naturalmente l'induttanza della linea a dare fastidio. Anche quando la linea è chiusa su una impedenza quasi corretta è vantaggioso dal punto di vista pratico chiuderla su due impedenze approssimativamente corrette piuttosto che su una molto precisa. In questo caso però quel che interessa è l'impedenza e non la potenza.

Gli « adattatori » ci dicono che è sempre necessario adattare uno stadio con carico catodico. Io penso che ciò non

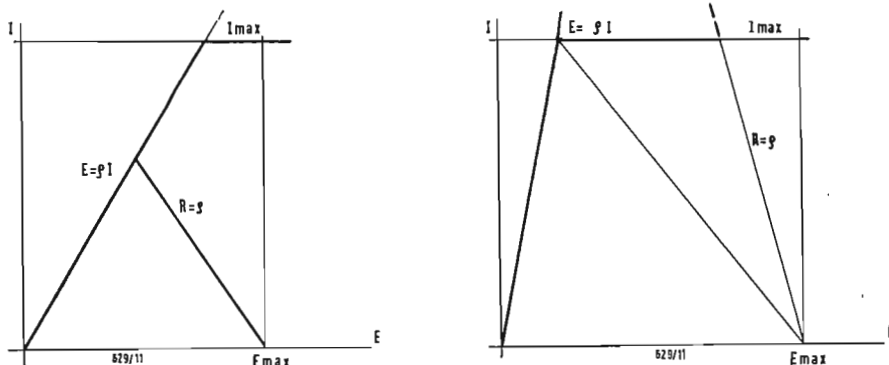



Fig. 8 - Il carico adattato è corretto solo se non intervengono altre limitazioni, come succede ne' caso (B).

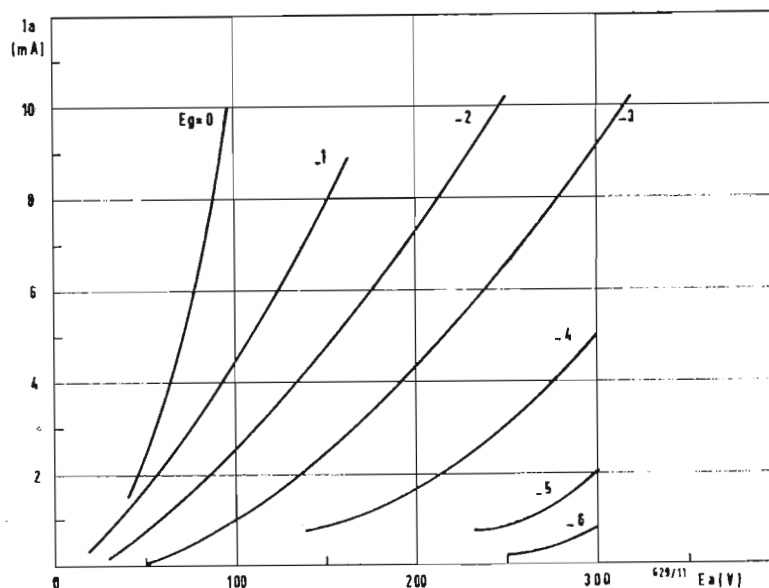



Fig. 10 - Caratteristiche di un triodo in un circuito con catodo comune.

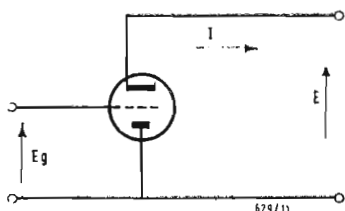



Fig. 9 - Circuito con carico catodico disegnato come circuito con anodo comune.

abbia senso e io non considero un tale dispositivo come un vero e proprio circuito a carico anodico. Con l'adattamento, che significa usare un carico di $1/g_m$, la reazione è di soli 6 dB ed il catodo ha una tensione uguale alla metà di quella della griglia. La prossima volta che incontrerete una bella ragazza provate a seguirla in modo che lei faccia due caseggiati finchè voi ne fate uno e poi ditemi cosa avete ottenuto.

È molto meglio usare la terminologia dei transistori e chiamare il nostro circuito un circuito con anodo base o anodo comune. Ciò può essere rappresentato nella fig. 9. Non ricordavo di avere trovato discusso questo punto nei libri di testo ed allora ho provato a controllarne uno dei più comunemente usati. Non l'ho trovato, però l'autore avrebbe dovuto dire qualcosa sul circuito con carico catodico ed io sospetto che questa sia la principale causa dell'errore comune. Se la reazione è quasi completa il catodo segue la griglia e il tubo ha una amplificazione di $\mu/(1 + \mu)$ ad una impedenza di $1/g_m$. Poichè l'impedenza è piccola esso può comandare solo un carico con piccola impedenza. Vedete come l'autore ha descritto un cerchio chiuso con il suo ragionamento.

Noi dobbiamo ora costruire la nostra caratteristica con l'anodo comune. Prendiamo le caratteristiche del triodo illustrate nella fig. 10 (A). Si tratta di curve tipiche basate sul triodo 12AT7. Supponiamo di prendere $E = 100$ V (in effetti -100 V, perchè è l'anodo che va preso come riferimento). E_g è -100 V e abbiamo perciò una corrente di 10 mA; se manteniamo E_g a -100 V, però variamo la tensione fra griglia e catodo a -1 V, abbiamo il catodo a -99 V ed una corrente di 5 mA. Possiamo calcolare altri punti lungo la linea $E_a = 100$ V della fig. 10 ed ottenere alla fine la linea $E_g = -100$ V della fig. 11. Possiamo poi ottenere caratteristiche simili per $E_g = -200$ V, -300 V e per valori intermedi, sempre con lo stesso procedimento. Dovremmo limitarci alla linea di polarizzazione nulla della fig. 10, perchè alla destra di questa linea si ha corrente di griglia e dovremmo tenere conto dell'impedenza del circuito di griglia. Il risultato finale, illustrato nella fig. 11, mostra le caratteristiche di un tubo tipico con anodo comune.

Raramente si vedono le curve in questa forma, ed io non mi ricordo di averle mai viste prima, però sicuramente qualcuno le avrà inserite in un libro, esse ci dicono infatti tutto quello che è necessario sapere sui circuiti con carico catodico. Noi vediamo l'impedenza molto bassa, meno che alle basse correnti.

Vediamo che l'amplificazione di tensione è circa 1. Vediamo che il carico ottimo è esattamente lo stesso che per il caso del catodo comune. La ragione sta nel fatto che i limiti del campo considerato sono gli stessi. Questa conclusione si estende anche al caso del funzionamento a bassa tensione, nel quale noi adattiamo il carico all'impedenza con corrente di griglia nulla, invece di spingere la linea di carico fino all'angolo. Noi dobbiamo adattare

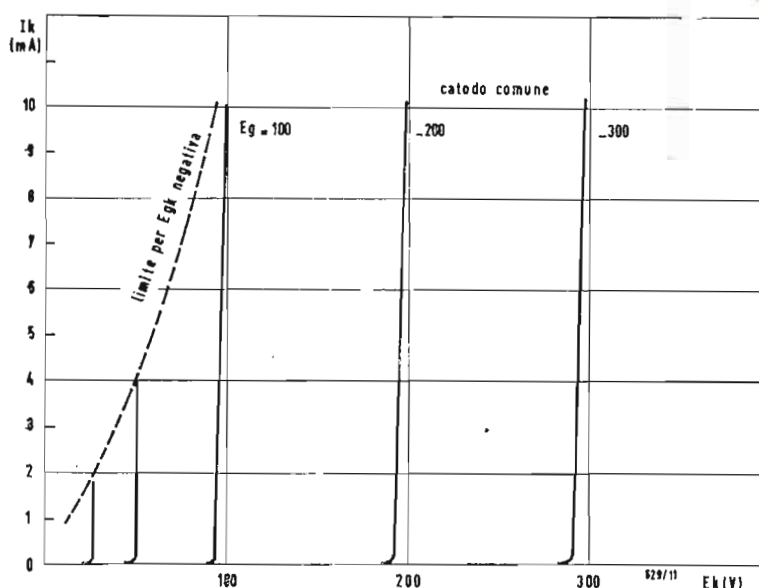



Fig. 11 - Caratteristiche di un triodo in un circuito con anodo comune.

il nostro circuito a questa impedenza esattamente nello stesso modo.

La lunga discussione che abbiamo fatto è sufficiente per sapere qualcosa di più sul carico dei circuiti. Qualche tempo fa io ho scritto un articolo sulla suddivisione del carico nei transistori. Il carico in questo tipo di circuito è parte sul collettore e parte sull'emettitore.

Possiamo ora vedere, senza ulteriori discorsi, che il carico che ci permette di ottenere la massima potenza in uscita deve sempre essere il *carico diagonale*, come noi lo chiamiamo. Noi siamo però liberi di scegliere l'impedenza della sorgente suddividendo il carico in rapporto adatto. Con un circuito a carico suddiviso possiamo ottenere una condizione di adattamento e la massima potenza in uscita contemporaneamente. Questo non è altro che un caso speciale dell'impiego della reazione negativa al fine di modificare l'impedenza di uscita.

Sono ben conscio del fatto che con una analisi più raffinata ci dimostrerebbe che il carico deve essere leggermente modificato quando si varia la reazione. Però in pratica ciò non ha molta importanza perchè si lavora sempre con delle tolleranze molto larghe.

Spero, tuttavia, di avere chiarito alcune delle vostre idee sull'adattamento del carico; del resto, se sapevate già tutto, non dovevate leggere questo articolo.

A

La Philips al II Salone dell'Aeronautica

La Società Philips era presente al II Salone internazionale dell'Aeronautica di Torino con un proprio box nel secondo padiglione del Palazzo delle Esposizioni al Valentino nel quale era esposto, funzionante, materiale d'impiego aeroportuale.

Altri prodotti Philips sono stati ospitati nel Padiglione dell'Aeronautica Militare.

La produzione Philips per impieghi aeronautici è molto vasta e va dagli impianti per l'illuminazione delle piste di volo ai radar, dagli equipaggiamenti elettronici per il controllo del traffico aereo ai sistemi a memoria magnetica per l'inoltro di messaggi aeronautici ed in genere a tutti gli apparati per torri di controllo ed attrezzature radio elettroniche aeroportuali.

Il materiale esposto a Torino era il seguente: un registratore multipiste a 31 canali per la registrazione delle conversazioni t-b-t e dei messaggi fra i vari centri di traffico aereo, un sistema di diffusione di dati e previsioni metereologiche, un ripetitore di messaggi, una telecamera stagna per esterno che può essere brandeggiata con un telecomando, una lavagna elettronica, un lettore elettronico, un radar da 8 mm. per l'esplorazione delle piste, un elemento di centrale per l'inoltro automatico di messaggi, impianti elettronici ed elettroacustici vari per i servizi.

dott. ing. Antonio Calegari

Gli altoparlanti di alta fedeltà serie Goodmans*

1. - PREMESSE

Una catena di alta fedeltà monofonica o stereofonica deve essere equipaggiata con uno o più altoparlanti di qualità permettenti la riproduzione di tutta la gamma musicale. Una tale riproduzione non è, s'intende, possibile che quando l'altoparlante è montato all'interno di un contenitore acustico giudiziosamente concepito, il cui volume viene calcolato per ciascun tipo di altoparlante.

Tutti gli amatori di musica conoscono la grande marca inglese *Goodmans* specializzata nella fabbricazione di altoparlanti di alta fedeltà. Questa Casa è rappresentata in Italia da GOODMANS INDUSTRIES, Milano e ci fu permesso di ascoltare in un auditorio particolarmente ben attrezzato, parecchi modelli di altoparlanti GOODMANS, dei quali pubblichiamo qui sotto le caratteristiche.

Questo auditorio è equipaggiato con quattro tavoli di riproduzione Connoisseur Craftsman III, due per la riproduzione dei dischi monofonici e due per i dischi stereofonici; con due amplificatori da 20 W monofonici e 2 × 20 W stereofonici; con vari sintonizzatori MF a tubi elettronici.

I mobili acustici equipaggiati con diversi modelli di altoparlanti Goodmans sono convenientemente disposti nell'auditorio ed accoppiati a due a due nel caso di audizioni stereofoniche. Un desco a tastiera permette di selezionare il mobile o i mobili acustici che si desidera ascoltare. Un pannello luminoso sotto ad ogni mobile segnale all'uditore il contenitore che è in funzione.

Il primo mobile acustico che abbiamo avuto l'occasione di ascoltare è il GVL10 equipaggiato coll'altoparlante Axiom10. Le dimensioni di questo mobile sono di 740 × 460 × 280 mm. e il suo volume è minore di 82 dm.³ La foto qui riprodotta mostra la sua elegante presentazione. Esso è costruito in acajou o in noce verniciata.

2. - L'ALTOPARLANTE AXIOM 10

L'Axiom 10 è un altoparlante di alta fedeltà di 25 cm di diametro, che è particolarmente indicato per installazioni di media importanza. Esso presenta un circuito magnetico completamente nuovo, avente un magnete permanente Feroba II agglomerato anisotropo di alto rendimento. Grazie alla sua potenza dissipata di 10 W e del volume del contenitore acustico raccomandato di 82 dm³ soltanto, l'Axiom 10 è un altoparlante economico, perfettamente conveniente in tutte le installazioni interne di alta fedeltà di media importanza. Le sue caratteristiche essenziali sono le seguenti: gamma di frequenze da 40 Hz a 15 kHz; potenza ammissibile 10 W; frequenza di risonanza 45 Hz; campo nel traferro 13.550 oersted; flusso totale 53.000 maxwell; bobina mobile 25,4 mm di diametro (filo di alluminio); impedenza 15 ÷ 16 Ω; diametro esterno 26,6 cm.; fori di fissaggio: 4 fori di 6 mm. di diametro.

Il convertitore acustico GVL 100, dalla stessa presentazione del GVL10, è equipaggiato con due altoparlanti montati in parallelo: un Axiom 10 per la riproduzione delle note gravi e medie, e un Trebax 100 per la riproduzione degli acuti. Quest'ultimo è montato in serie con un condensatore che costituisce il filtro passa alto separatore.

Il Trebax 100 è un altoparlante a camera di compressione caricato acusticamente da una tromba. La sua potenza ammissibile è di 25 W. La gamma di frequenze dell'insieme si estende da 40 Hz a 20 kHz. L'impedenza è di 15 Ω. Il contenitore acustico GV21, le cui dimensioni sono di 240 × 580 × 440 mm. è equipaggiato con un altoparlante Axiom 201, modello « bicono » di alta fedeltà, di 31 cm di diametro. Questo nuovo altoparlante beneficia di una risposta uniforme da 30 Hz a 16 kHz.

3. - L'ALTOPARLANTE AXIOM 201

Dotato di sospensione plastificata, di bobina mobile in filo di alluminio, di potente magnete in Feroba II, lo Axiom 201 è montato in un elegante

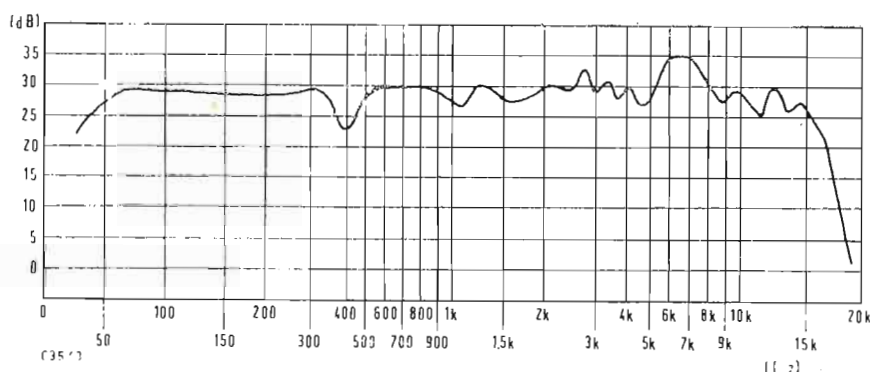
Fig. 2 - Curva di risposta dell'Axiom 10 montato in uno schermo acustico infinito in condizioni anecoiche. Tensione di entrata costante; micro fono in asse.

(*) Rielaborato da una relazione apparsa su *Le haut-parleur*, 15 febbraio 1964.

Fig. 1 - Il contenitore acustico GV1.10.

telaio fuso, che associa una grande rigidità ad una fine sagoma. Le sue caratteristiche sono le seguenti gamma di frequenze da 30 Hz a 16 kHz; potenza ammissibile 15 W; frequenza di risonanza 35 Hz; campo nel traferro 13.000 oersted; flusso totale 87.500 maxwell; bobina mobile 45 mm. di diametro (filo di alluminio); impedenza 15 ÷ 16 Ω; diametro esterno 32, 1 cm.; fori di fissaggio; 4 fori di 8 mm. di diametro.

Il contenitore acustico GV210, dalla stessa presentazione del GV21, contiene un Axiom 201 per la riproduzione delle note basse e centrali; ed un Trebax 100 di 25 W per la riproduzione degli acuti. La gamma di frequenza dell'insieme si estende da 30 Hz a 20 kHz. L'impedenza è di 15 Ω.

Di uguale presentazione dei due precedenti, il contenitore GV31 è equipaggiato con un altoparlante Axiom 301 è il contenitore GV 310 con un altoparlante Axiom 301 associato ad un Trebax 100. La gamma di frequenze del primo è da 30 Hz a 16 kHz e quella del secondo è da 30 Hz a 20 kHz.

4. - L'ALTOPARLANTE AXIOM 301

L'altoparlante Axiom 301 di 31 cm. di diametro, copre la gamma da 30 Hz a 16 kHz con notevole uniformità. I suoi due diaframmi beneficiano di bordi plastificati. Le bobine mobili in filo di alluminio si spostano in un potente circuito magnetico alimentato con un magnete permanente Feroba II, che fornisce un campo di 16.500 aersted. La sua eccellente tenuta ai transitori e la sua bassa distorsione fanno dell'Axion 301 un modello raccomandabile per la riproduzione stereofonica e monofonica di alta qualità di grande potenza. Le sue caratteristiche sono le seguenti: gamma di frequenze da 30 Hz a 16 kHz; potenza ammissibile 20 W; frequenza di risonanza 35 Hz; campo nel traferro 16.000 oersted; flusso totale 185.000 Maxwell; bobina mobile 45 mm. di diametro (filo di alluminio); impedenza 15 ÷ 16 Ω; diametro esterno 32,1 cm; profondità esterna 15,6 cm; fori di fissaggio: 4 fori di 8 mm. di diametro.

5. - GLI ALTOPARLANTI DELLA SERIE « TRIAXOMS »

Gli altoparlanti Triaxoms 212C e 612C, le potenze rispettive ammissibili dei quali sono 15 e 20 W, sono modelli di 31 cm di diametro, a 3 elementi. In questa serie, tre generatori sonori separati coprono le gamme bassa, media ed alta; sono montati coassialmente, formando un sistema sonoro a « sorgente puntiforme » destinata a coprire il più uniformemente possibile una vasta gamma di frequenze. Estendentisi su oltre 9 ottave, gli altoparlanti Goodmand Triaxoms riproducono la gamma musicale tutta intera, ricostruendo pienamente la qualità sonora e la ricchezza di ciascuno strumento, dalla nota più bassa al tono udibile più acuto.

Fig. 3 - Il Triaxoms 212.

Gli altoparlanti « Triaxoms » aprono le porte dell'alta fedeltà professionale all'audizione privata per mezzo di un elemento poco complicato.

Nel nuovo contenitore acustico ARU, a profilo minuscolo, questi altoparlanti non occupano che una modesta superficie al suolo, anche per la riproduzione stereofonica. Il Triaxom deve la sua originalità ad un telaio monoblocco, la cui notevole rigidità garantisce un aggiustaggio preciso di tutti i pezzi; ad una membrana « Rigidflex » di materiale plastico emittente bassi generosi esenti da distorsione; ad una bobina extralunga di 76 mm. di diametro, che dà un massimo di potenza e di sensibilità; a *circuiti magnetici di alto rendimento, Feroba II*, agglomerato magnetico anisotropo di alta resa, le cui proprietà acconsentono di ridurre considerevolmente l'ingombro dell'apparato magnetico; a un *filtro di taglio automatico* assicurante una grande stabilità al generatore di centro; ad *un altoparlanete degli acuti* a camera di compressione munito di diaframma in alluminio e di una bobina mobile montata in allineamento con la camera pneumatica e l'equalizzatore di fase; a *un filtro C L* a frequenza di taglio 5 kHz e attenuatore a impedenza costante equilibrante il livello delle alte frequenze. Le caratteristiche dei Triaxoms 212C e 612C sono le seguenti: gamma di frequenze da 30 Hz a 20 kHz; potenza ammissibile 15 W (20 W per il 612 C); frequenza di risonanza 35 Hz; flusso totale 157.000 maxwell (269.000 maxwell per il 612C); bobina mobile di 76 mm. di diametro (filo di alluminio); impedenza 15 ÷ 16 Ω; diametro esterno 32,1 cm.; profondità esterna 13,2 cm; diametro del foro dello schermo acustico (baffle) 28 cm.; fori di fissaggio: 4 fori di 6,5 mm. di diametro; peso netto 7,7 kg. (10,4 kg. per il 612C); volume del contenitore acustico 128 dm³.

6. - ALTOPARLANTI PER AMPLIFICATORI DI CHITARRE.

È preferibile adottare per un amplificatore di chitarra elettrica un tipo di altoparlante concepito appositamente per questo impiego. Non è infatti consigliabile usare un altoparlante di alta fedeltà, di cui la frequenza di risonanza fondamentale della membrana è abbastanza bassa, dell'ordine di 20 Hz. Questi altoparlanti non sono infatti di una robustezza sufficiente per un tale uso ed è meglio equipaggiarli con un cono più robusto, la cui frequenza di risonanza fondamentale è dell'ordine di 75 Hz. Questa è la ragione per la

(il testo segue a pag. 284)

dott. ing. Antonio Contoni

Un eccellente preamplificatore stereo completamente transistorizzato*

Seguendo il progresso della tecnica, mentre i prezzi diminuiscono, avviene che molti discofili abbandonano il loro vecchio fonorivelatore piezoelettrico, per adottare una testina magnetica, più fedele, ma, per contro, assai meno sensibile.
Allora si pone ad essi il problema, apparentemente semplice, di ricorrere ad un preamplificatore, destinato non solo a compensare la deficienza di guadagno del loro apparecchio, ma anche a compensare la curva caratteristica di registrazione.
Ora, quale schema scegliere, quale correzione prevedere, quale tipo di circuito adottare? Quante domande alle quali devono evidentemente rispondere in un modo essenzialmente pratico, ciò che non avviene sempre senza sollevare molte difficoltà, specialmente quando essi non sono molto familiari con la tecnica del saldare.
Ma, fortunatamente per loro, alcuni fabbricanti non hanno esitato a buttarsi decisamente sui problemi che li preoccupano, così che ora è loro possibile trovare eccellenti apparecchini, pronti per l'uso, dei quali uno dei migliori esempi che vi siano è certissimamente l'M61 dello schema, del quale i nostri lettori troveranno lo studio dettagliato qui appresso.

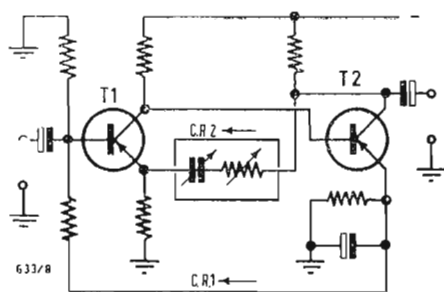



Fig. 1 - Schema di principio del preamplificatore-correttore. Due reti di controreazione vengono utilizzate rispettivamente per stabilizzare il circuito (C.R.1) e per ottenere la curva di risposta modello (C.R.2).

Un preamplificatore adattatore deve anzitutto essere facile da installare, poco ingombrante, di facile uso, e ben inteso, utilizzabile « senza storie ». Il miglior modo di pervenire a tali risultati è evidentemente quello di ricorrere ai transistori a circuiti semplici già sperimentati; quindi non ci si stupirà che queste linee essenziali siano state scrupolosamente osservate dai tecnici, che hanno presieduto allo studio ed alla realizzazione dell'M61.

1. - LO SCHEMA

Due transistori in tutto e per tutto, vengono utilizzati in ciascun canale di questo preamplificatore (fig. 1), il quale è governato da due reti di contro reazione, l'una aperiodica, in continua (C.R. 1) destinata ad assicurare la stabilità del circuito, l'altra selettiva, in alternata (C.R. 2), che permette di agire ad un tempo sulla sensibilità del complesso e sulla foggia della curva di risposta.

Accoppiati in continua (il collettore di T_1 è direttamente collegato alla base di T_2), i due transistori utilizzati sono del tipo 2N508, ad alto guadagno e a bassa rumorosità, di cui le caratteristiche medie sono abbastanza vicine a quelle dell'SFT237 della Cosem. Essi sono per la massima parte responsabili « delle qualità abbastanza eccezionali di questo piccolo preamplificatore, che, come vedremo un poco più avanti, mette allegramente in iscacco molti apparecchi ben altrimenti più complessi.

Lo schema generale dell'apparecchio è dato in fig. 2. Quattro transistori (tutti dello stesso tipo) costituiscono gli elementi attivi dell'insieme, di cui il solo organo di regolazione è costituito da un commutatore a cursore, che permette all'utente di scegliere fra tre curve di correzione diverse, secondo che il preamplificatore sia connesso ad un fonorivelatore magnetico (R.I.A.A.), ad un microfono (Mic.) o ad una testina di riproduzione di un magnetofono (N.A.B.). I connettori di entrata sono costituiti da due prese coassiali miniatura normalizzate (una per canale) disposte su uno dei lati corti della scatola metallica; esse sono connesse

(*) Da *Toute l'electronique*, marzo - aprile 1964.

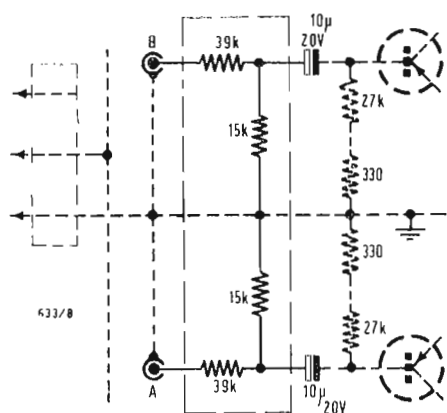



Fig. 3 - Nel rettangolo tratteggiato vi sono gli elementi da aggiungere prima dell'entrata al fine di dover ridurre eventualmente la sensibilità dell'apparecchio.

ciascuna, attraverso un condensatore da 10 µF, alla base dei transistori T_1 e T_2 (2N508), caricati con una resistenza di 56 kΩ, in serie nel loro circuito di collettore. Questi due transistori sono presieduti da una controreazione locale per mezzo di resistenze di 3,9 kΩ, disposte nei loro circuiti di emettitore; queste resistenze permettono l'applicazione all'insieme dei due stadi dei segnali della rete di controreazione selettiva C.R. 2, i cui elementi vengono selezionati per mezzo del contattore a scorrevole sopra citato.

Si noti che il collegamento fra T_1 e T_3 e fra T_2 e T_4 è ad accoppiamento diretto; i segnali convenientemente amplificati, vengono prelevati ai capi delle resistenze di 39 kΩ, che caricano i collettori dei transistori di uscita (T_3 e T_4). Essi vengono trasportati ai morsetti di uscita per mezzo dei condensatori di 220 nF.

I segnali della rete di controreazione selettiva sono prelevati dai collettori di T_3 e T_4. Questa controreazione è del tipo a R.C. e permette di agire sulle frequenze basse ed alte, che sono più o meno attenuate in funzione dei risultati desiderati. Sempre per ragioni di stabilità, i transistori T_3 e T_4 sono sottoposti ad una forte controreazione di intensità grazie a due resistenze (rispettivamente 120 Ω e 22 kΩ) disposte nei loro circuiti di emettitore; la prima di queste resistenze (120 Ω) non disaccoppiata, permette di esercitare una contro reazione aperiodica al livello dello stadio e di migliorare la risposta dell'insieme; la seconda (22 kΩ) energicamente disaccoppiata a massa per mezzo di un elettrolitico di forte valore (100 µF) agisce solo in continua: è ai suoi capi che si prelevano le tensioni del circuito principale di controreazione.

I segnali destinati al preamplificatore si trovano sempre applicati (qualunque sia la sorgente di modulazione utilizzata) sugli stessi terminali; allora potrebbe darsi che, in certi casi, il livello massimo ammissibile venisse superato. Per evitare ciò il costruttore raccomanda di aggiungere un piccolo attenuatore da inserire tra la sorgente di modulazione e l'entrata del preamplificatore (fig. 3); dato il volume disponibile nella scatola, nulla osta a che queste quattro resistenze prendano posto all'interno di questa.

2. - LE COMMUTAZIONI E L'ALIMENTAZIONE

Abbiamo visto che un semplice contattore a cursore permette di operare una scelta fra tre curve di risposta diverse, mediante variazione degli elementi *R.C.* della rete di controreazione selettiva. Queste trasformazioni successive dello schema vengono dettagliate nelle fig. 4, 5 e 6. La prima (fig. 4) si riferisce all'utilizzazione del preamplificatore con un fonorivelatore magnetico: la curva di risposta ottenuta è allora conforme alla Norma R.I.A.A.; la posizione del commutatore è indicata nel rettangolo a sinistra in alto della figura.

La seconda (fig. 5) corrisponde all'impiego dell'apparecchio con un micro-

Fig. 2 - Schema particolareggiato dell'apparecchio. I quattro transistori utilizzati (due per canale) sono del tipo 2N508. Un contattore a cursore permette di ottenere tre curve di risposta diverse: R.I.A.A.; lineare (Microfono); N.A.B.

Fig. 4 - Schema pratico dei circuiti, che permettono di ottenere una compensazione della caratteristica di registrazione conforme alla Norma R.I.A.A.

Fig. 5 - In posizione « Micro » la risposta del preamplificatore è lineare da 20 Hz a 20 kHz, entro — 2,5 dB.

fono; in questo caso la risposta del circuito è evidentemente lineare ed il guadagno più forte che nel caso precedente. Si noti che i diversi elementi *R*, *C* che venivano utilizzati per l'ottenimento della caratteristica R.I.A.A. (condensatori di 1,5 nF e di 5 nF, resistenza di 56 kΩ) sono ora eliminati: solo rimangono in servizio le due resistenze di 390 kΩ e di 1,2 MΩ, disposte in serie fra l'emettitore di T_1 ed il collettore di T_2, ed anche il condensatore di 39 pF collegato al punto comune di queste due resistenze. Come prima, la posizione del commutatore è schematizzata a sinistra del disegno.

La terza infine (fig. 6) è prevista per connettere direttamente l'entrata del preamplificatore alla testina di riproduzione di un magnetofono; la curva di correzione è qui conforme alla Norma N.A.B., il che si ottiene spostando il cursore del contattore verso l'estremo destro. Notiamo che in questo caso, le due resistenze di 390 kΩ e di 1MΩ predette si trovano shuntate da un condensatore di 5 nF in serie con una resistenza di 10 kΩ, gli altri elementi del circuito rimangono invariati. Riguardo all'alimentazione, due possibilità sono offerte all'utente, secondo che egli desidera collegare il suo preamplificatore alla rete o, all'opposto, ad una batteria di pile (il che non solleva nessuna difficoltà particolare dato il basso consumo del complesso: meno di 3 mA).

Vi sono due versioni di alimentatore dalla rete: M-61-1 previsto per 105 ÷ 125 V, 50 ÷ 60 Hz (fig. 7 a); M-61-2 previsto per 210 ÷ 240 V, 50 ÷ 60 Hz (fig. 7 b). In pratica lo schema di questi due alimentatori è esattamente lo stesso; la sola differenza fra i due consiste nell'aggiunta di un ponte divisore di tensione a resistenze, sul primario del trasformatore abbassatore utilizzato (versione 210 ÷ 240 V).

Esternamente queste scatole hanno le stesse dimensioni dell'amplificatore (45 × 65 × 105 mm.) al quale esse possono essere agevolmente affiancate per mezzo di un connettore laterale tripolare. La scatola delle pile si presenta in modo identico; essa è designata con la sigla M-61-3.

3. - CARATTERISTICHE FUNZIONALI E RISULTATI DI ASCOLTO

Così come abbiamo lasciato intendere al principio di questo studio, le caratteristiche di questo apparecchio sono estremamente convincenti. Si giudichi però.

Dapprima parliamo del guadagno: esso in posizione R.I.A.A. è di 46 dB, il che, in altri termini, significa che un segnale di 5 mV applicato all'entrata fornisce la tensione di uscita di 1 V, dunque di entità sufficiente per modulare pienamente un qualsiasi amplificatore di potenza, e ciò, anche a partire da un fonorivelatore di bassa sensibilità.

In posizione Micro il guadagno raggiunge 62 dB, il che è notevole, perchè un segnale di 2 mV all'entrata dà luogo all'uscita alla tensione di 2,8 V. La curva di risposta è qui lineare da 20 Hz a 20 kHz (entro — 2,5 dB). Infine, in posizione N.A.B. il guadagno retrocede a 41 dB e un segnale di entrata di 2 mV viene portato a 225 mV all'uscita. Aggiungiamo che, proprio come in posizione R.I.A.A., la curva rilevata scarta di meno che 0,5 dB dalla curva normale ideale.

Riguardo alle impedenze di entrata, esse sono classiche, cioè di 50 kΩ (a 1 kHz) in posizione R.I.A.A. o N.A.B.; in posizione Micro l'impedenza è approssimativamente 20 kΩ (sempre misurata a 1 kHz).

Quanto all'impedenza di uscita, è bassissima (circa 1 kΩ a 10 kHz), il che permette di dare al cavo di collegamento una grandissima lunghezza (10

Fig. 6 - Schema pratico dei circuiti, che permettono di ottenere una curva di compensazione conforme alla Norma N.A.B. La posizione corrispondente del contattore a cursore è rappresentata nel rettangolo a destra del disegno. Ricordiamo che questo circuito è destinato a permettere di collegare direttamente l'entrata del preamplificatore alla testina di riproduzione di un magnetofono.

Fig. 7 - Particolari delle alimentazioni, che possono essere utilizzate col preamplificatore; *a*) su 125 V; *b*) su 240 V; *c*) su pile.

÷ 15 m.) e di non preoccuparsi minimamente della capacità parassite, che arrischiano di attenuare solo le frequenze superiori dello spettro sonoro. Aggiungiamo che questa uscita può essere connessa direttamente, senz'altra sorta di adattamento, a qualsiasi entrata classica di un amplificatore o ad una qualsiasi « presa Fono », il che torna molto comodo.

Nulla impedisce infine di servirsene per alimentare direttamente una cuffia dinamica di a. f., alla condizione però che la sua impedenza sia uguale o superiore a 4 kΩ.

La diafonia tra i canali è praticamente non rilevabile: essa infatti è migliore di — 50 dB a 1 kHz, e ciò anche se non sia stata presa alcuna speciale precauzione per il cablaggio e per la disposizione dei vari componenti. Quanto allo squilibrio che può intervenire tra i due segnali amplificati per ognuno dei canali, esso è debolissimo, non superando mai 2 dB ed anche nel caso più sfavorevole.

Diciamo infine che la distorsione misurata nel caso di un segnale di uscita di 1 V è solo dello 0,6% e che il rapporto segnale/rumore del complesso è tra i migliori che noi abbiamo potuto rilevare a tutt'oggi, poichè esso è dell'ordine di 76 dB.

Date queste cifre, passiamo ai risultati pratici di utilizzazione e di ascolto. Diciamo subito che il preamplificatore (anche affiancato alla sua scatola di alimentazione) trova facilmente posto sotto la piastra di un giradischi, permettendo così all'utente di ridurre al minimo le connessioni tra il braccio del fonorivelatore e i morsetti di entrata. Al lato terminali di uscita, massima libertà è lasciata all'utente, l'esperienza avendo dimostrato che si poteva, senza inconveniente alcuno, trasferire a grande distanza (per mezzo però di cavi schermati) il segnale fornito dall'apparecchio: si vede subito la utilità che offre una simile comodità, specialmente nel caso in cui il fonoriproduttore è distante assai dai telai amplificatori.

Ma la cosa sulla quale conviene maggiormente insistere è indubbiamente l'eccellente rapporto segnale/disturbo del preamplificatore, di cui l'indifferenza rispetto ai segnali parassiti a 50 Hz è inoltre praticamente totale.

La riserva di guadagno è considerevole e il soffio inesistente, come pure la tendenza alla microfonicità. Aggiungiamo per terminare che il funzionamento dell'apparecchio non è praticamente influenzato da una regione di temperatura compresa fra 0°C e 60°C (ciò che malgrado tutto non è così comune in fatto di circuiti transistorizzati) e che il suo prezzo di acquisto lo pone alla portata di tutte le borse. Questi sono argomenti non trascurabili, l'interesse dei quali non sfuggirà ad alcuno. *A*

Gli altoparlanti di alta fedeltà serie Goodmans

(segue da pag. 180)

quale la Goodmans fabbrica una serie speciale di altoparlanti Audiom per amplificatori di chitarra elettrica. Questa serie comprende 3 modelli: l'*Audiom* 61 di 30 cm. di diametro e della potenza di 20 W; l'*Audiom* 81 di 38 cm. di diametro e della potenza di 30 W; l'*Audiom* 90 di 45 cm. di diametro e della potenza di 50 W.

7. - L'ALTOPARLANTE AXIETTE 8

Termineremo questo esame di qualche modello di altoparlante Goodmans della serie di Alta fedeltà con tipo più piccolo di altoparlante di alta fedeltà che sia mai stato fabbricato. Si tratta dell'Axiette 8 di 21 cm. di diametro, avente una membrana iperbolica a bordi plastici e la bobina mobile di filo di alluminio. Il suo telaio monoblocco fuso è di grande rigidità, ciò che assicura un aggiustaggio preciso di tutti i pezzi. Il circuito magnetico è a magnete permanente di Feroba II. L'Axiette 8 non richiede che un contenitore acustico di 50 $dm.^3$ solamente. Esso può, al caso, essere montato in mobili molto piccoli; dato che la sua potenza dissipata di 6 W è più che sufficiente per la maggior parte delle installazioni interne.

Le sue caratteristiche sono le seguenti: gamma di frequenze da 40 Hz a 15 kHz; potenza ammissibile 6 W; frequenza di risonanza 60 Hz; campo nel traferro 13.500 oersted; flusso totale 5.300 maxwell; bobina mobile 25,4 mm. di diametro (filo in alluminio); impedenza 15 ÷ 16 Ω; diametro esterno 21 cm.; fori di fissaggio: 4 fori di 7 mm. di diametro.

Questo studio delle caratteristiche essenziali di alcuni tipi di altoparlanti Goodmans ci ha permesso di sottolineare le loro notevoli prestazioni. Poichè l'orecchio è in definitiva il solo giudice e dovendosi considerare il gusto personale, noi non possiamo che consigliare i nostri lettori, che hanno la possibilità, di ascoltare questi altoparlanti in auditorio specialmente addobbato; ciò permetterà loro di scegliere con cognizione di causa. *A*

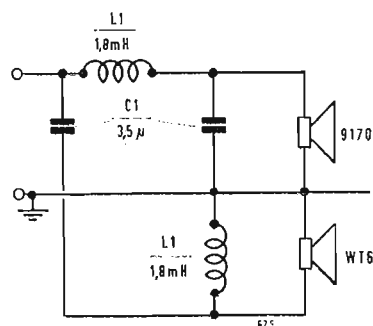



Fig. 1/0548

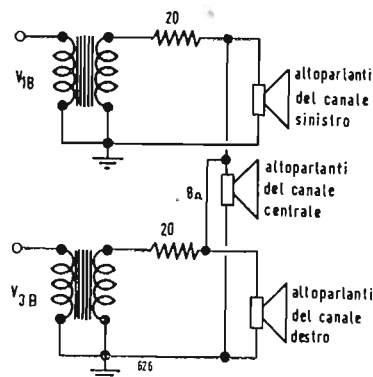



Fig. 2/0548

0546 - Sig. F. Bignamini - Villa d'Almè (Bergamo).

D. Vorrei acquistare un sintonizzatore che, oltre alle indispensabili doti di basso rumore di fondo e risposta di frequenza, sia in grado di essere facilmente adattato per le ricezioni delle previste prossime trasmissioni stereo a FM. Ora vi chiedo:
1) In zona prossima a Bergamo, in linea ottica da Milano, potrò ricevere dette trasmissioni?
2) Un « tuner » a due sezioni di sintonizzazione è già sufficiente per detto scopo?
3) Ad esempio il tipo « Citation III » della HARMAN KARDON è adatto e raccomandabile? Ne esistono di analoghe prestazioni e prezzo con anche la sezione per AM, in OC e OM?
4) Ed i tipi AJ-11 e AJ-30 della HEATHKIT sono sufficienti?
5) Per ultimo con una cifra di 150.000 L. si può acquistare un buon registratore stereo?

R. 1) Per quanto non vi siano per ora esperienze probative, è facile pensare che la ricezione delle trasmissioni stereo a MF dal trasmettitore di Milano sarà senz'altro possibile nella zona bergamasca. Le attuali trasmissioni a MF monofoniche arrivano assai bene in tale zona ed anche nella più lontana zona bresciana.
2) Un sintonizzatore a 2 stadi amplificatori RF, anche se in circuito cascode, deve essere sufficiente.
3) Il turner HARMAN e KARDON « Citation III » è di classe superiore e raccomandabile senza incertezza. A L. 180.000 la Larir può fornire il Mod. AJ-41 della HEATHKIT completamente montato; questo apparecchio è monofonico e stereofonico MF e MA. Le sue prestazioni sembrano leggermente inferiori a quelle del Citation III, ma sempre più che soddisfacenti. Osserviamo che è prematuro azzardare giudizi con ricevitori destinati ad un servizio da noi ancora inesistenti. Una parola più sicura si potrà dire subito dopo le prime trasmissioni anche sperimentali da parte della Rai-TV.
4) La HEATHKIT produce attualmente i seguenti sintonizzatori:
AJ-12 mono-stereo in MF, L. 87.000 (scatola di montaggio).
AJ-32 mono-stereo MF, e MA, L. 112.000 (scatola di montaggio).
AJ-41 mono-stereo MF, e MA, L. 149.000 (scatola di montaggio),
il più completo è evidentemente l'AJ-41 già menzionato sopra.
5) La cifra di 150.000 L. ci sembra piuttosto modesta; escludendo i tipi stereo professionali, il prezzo di un buon registratore stereo è di almeno 200.000 L. in media. *(a.f.)*

0547 - Sig. G. Maestrello - Milano

D. Sono in possesso del seguente materiale:
1) giradischi semiprofessionale Garrard mod. 4HF/H, fornito di cartuccia a riluttanza variabile G. E. mod. VRII4G/050;
2) due altoparlanti PHILIPS discretamente buoni, uno da 6 W 800 Ω e l'altro da 6 W-350 Ω (aventi ambedue il medesimo campo di risposta 60-16.000 Hz);
3) mobile acustico (con i fori per gli altoparlanti ancora da eseguire) delle seguenti dimensioni: 38 × 59 × 29 (interne) e dei seguenti transistori:
n. 2 AF117 (5 × 1); n. 2 AF117 (2 × 2); n. 1 AF118 (3 + R); n. 1 AF118 (2 + R); n. 1 AF118 (2 + V); n. 2 ASY26 (30d9); n. 2 ASY28; n. 4 OC22; n. 2 OC26; n. 2 AC107; n. 1 OC74.

Formulo pertanto le seguenti domande:
1) Avrei una migliore riproduzione sonora installando ambedue gli altoparlanti nel mobile?
2) le sigle scritte in piccolo (5 × 1; 2 × 2; 3 + R; 2 + R; 2 + V; 30d9) differenziano i rispettivi transistors (AF117; AF118; ASY26) che pur hanno la sigla scritta in grassetto identica?
3) potete indicarmi lo schema di un complesso preamplificatore-amplificatore HI-FI (che autocostruirei) che utilizzi i transistori in mio possesso, e che si adatti alla cartuccia e agli altoparlanti suddetti.

R. 1) Due altoparlanti lavorano meglio di uno solo. Tuttavia non è consigliabile installarli nella stessa cassetta; è preferibile montarlo in cassette separate, col beneficio di una migliore distribuzione sonora pseudo-stereofonica nell'ambiente.
2) I transistori sono designati mediante la loro sigla ufficiale (scritta in grassetto); altre indicazioni servono a riconoscere la serie di fabbricazione e non interessano il montatore.
3) Per quanti schemi di complessi di amplificazione a transistori abbiamo esaminati, nessuno risponde a tutte le sue esigenze. Gli altoparlanti ad alta impedenza (800 Ω o 350 Ω) sono utili per l'accoppiamento senza trasformatore di uscita ad amplificatori a tubi elettronici ad alta impedenza per l'appunto. I transistori hanno in generale bassa impedenza di uscita e meglio si adattano alle comuni bobine mobile di 5 ÷ 16 Ω. Tra i transistori in suo possesso gli unici che possano fornire qualche W di uscita sono gli OC26: per essi la PHILIPS ha studiato l'amplificatore di potenza (4 W con uscita singola), ma non il relativo preamplificatore, che bisognerebbe scegliere separatamente e quindi adattarlo al primo; l'uscita però non è per altoparlante ad alta impedenza. Non sono molti gli schemi di preamplificatori-amplificatori di potenza ad alta fedeltà a transistori esistenti, e comunque sono tali da dover rinunciare ai materiali in suo possesso. Le possiamo consigliare di rivolgersi alla sezione elettroacustica della PHILIPS (Milano, P.zza 4 novembre 3), che ha la maggior specializzazione nelle applicazioni degli altoparlanti ad alta impedenza, e che nel frattempo può aver sviluppato lo schema che faccia per Lei.
4) Il 4 terminale (se non si tratta di un transistore tetrodo) è uno schermo che fa capo all'involucro metallico del transistore e deve essere collegato a massa. *(a.f.)*

0548 - Sig. G. Cavagnolo - Valenza Po (Alessandria).

D. Essendo in possesso dell'altoparlante PHILIPS tipo 9710, ho realizzato per il suddetto, il mobile bass-reflex da Voi indicato a pag. 430 del n. 8 (agosto 1962) de *l'antenna*, per l'altoparlante tipo 9710 A M. Ora mi sembra opportuno integrare con un tweeter il 9710, essendo quest'ultimo privo del conetto per gli acuti.
Mi sarei orientato verso il RIEM super tweeter Mignon e Vi chiedo di farmi sapere
1) Il prezzo e dove poter facilmente reperire il Riem WT6.
2) Il filtro cross-over per il 9710 (7 Ω) e il Riem WT6 (8 Ω) per un impedenza totale di 6 ÷ 8 Ω.
3) Se mi consigliereste di collocare il RIEM nella stessa cassa del PHILIPS ed in tal caso come. Altrimenti cosa dovrei fare?
4) Come ricavare, se veramente ne vale la pena, dal giradischi stereo RCA un canale centrale a cui applicare il suddetto complesso.

R. 1) Il super tweeter RIEM WT-6 si trova presso la RIEM (Milano) e costa L. 15.500, salvo variazioni.

2) Ecco lo schema del filtro crossover adatto al 9710 Philips e al WT-6 RIEM. Frequenza di incrocio 4 kHz; attenuazione 12 dB/ottava; impedenza di entrata 8 Ω.

3) Nel mobile bass-reflex Philips per il 9710 non c'è posto per il tweeter, a meno di collocare quest'ultimo sotto al 9710, il che non è consigliabile perchè gli acuti devono essere più vicini possibili all'orecchio, cioè il WT-6 deve essere collocato in alto. Conviene perciò fare una cassettina di 150 × 100 × 130 (profondità) mm appositamente per il tweeter, cassettina che sarà posta sopra al cassone bass-reflex. Così si ha anche il vantaggio di poter orientare il tweeter per la miglior ricezione degli acuti.

4) Un metodo semplice di ottenere il canale fantasma consiste nel disporre una resistenza di circa 20 Ω a ciascun secondario dei trasformatori di uscita, quindi collegare tra loro i capi liberi di dette resistenze e connettere fra esso e massa il complesso altoparlanti; la figura 2 chiarisce la situazione.

0549 - Sig. M. Marchesi - Genova

D. Si richiede lo schema elettrico completo di un trasmettitore funzionante nelle bande radiantistiche da 3,5 a 28 MHz.

R. In figura 1 riportiamo lo schema di un TX nel quale si fa uso di una valvola 6AF7 quale oscillatrice, un'altra 6AG7 quale buffer, ed una 6146 come amplificatrice finale. In figura 2 è visibile il relativo alimentatore ed in figura 3 si può osservare l'insieme dell'apparecchio, alimentatore escluso, a costruzione ultimata. Data la sua competenza in materia non ci dilunghiamo nell'illustrare le operazioni di messa a punto che non differiscono per nulla dall'apparecchio da lei montato recentemente.

I valori dei componenti il trasmettitore sono i seguenti:

C_1, C_3, C_5, C_6 = 470 μμF mica; C_2 = 150 μμF mica; C_4, C_7, = 140 μμF variabile; C_8, C_9 = 100 μμF mica argentata; C_{10} = 0,001 μF mica 1500 V; C_{11} = 470 μμF 1500 V_1; C_{12} = 100 μμF per sezione, variabile 1000 V; C_{13} = 325 μμF variabile; C_{14} = 470 μμF mica argentata; C_{15}, C_{16}, C_{17}, C_{18}, C_{19}, C_{20}, C_{21}, C_{22}, C_{23}, C_{24}, C_{25}, C_{26}, C_{27}, C_{28}, C_{29}, C_{30}, C_{31}, C_{32} = 0,001 μF, ceramico.

R_1, R_3 = 47.000 Ω ½ W; R_2 = 47.000 Ω 1 W; R_4 = 15.000 Ω 1 W; R_5 = 27.000 Ω 1 W; R_6 = 150 Ω ½ W; R_7 = 2,2 Ω shunt per 0-25 mA; R_8 = 0,24 Ω moltiplicatore per 10, per 0-25 mA; R_9, R_{10} = 100 Ω ½ W; RF C_1, RF C_2, RF C_3, RF C_4 = 2,5 mH

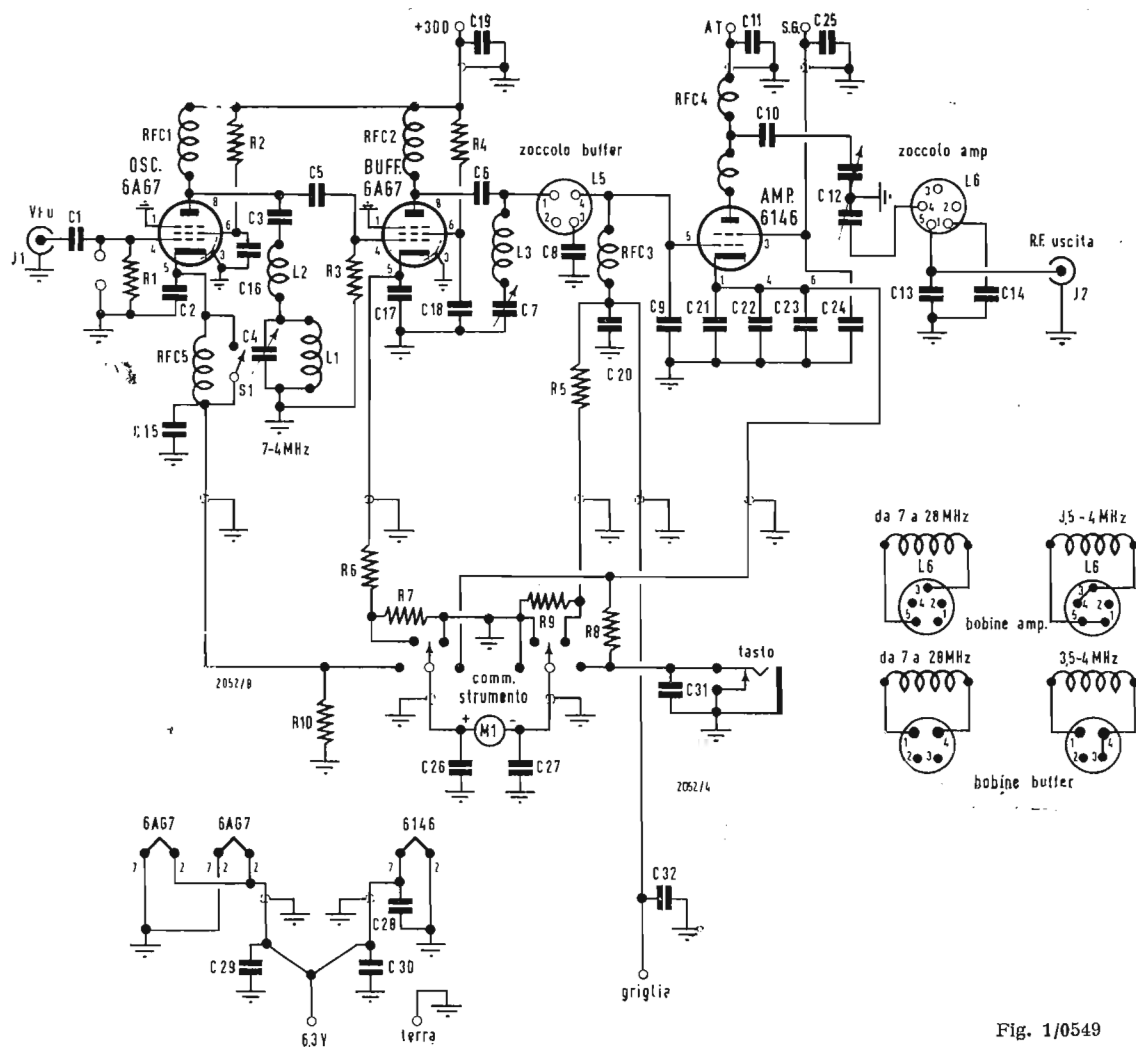



Fig. 1/0549

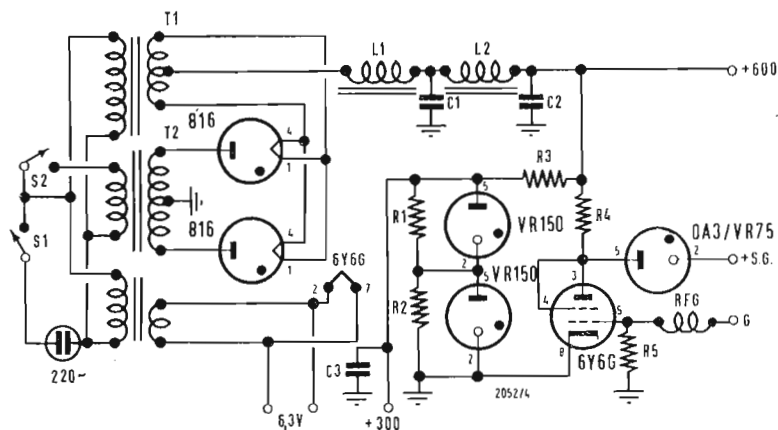



Fig. 2/0549

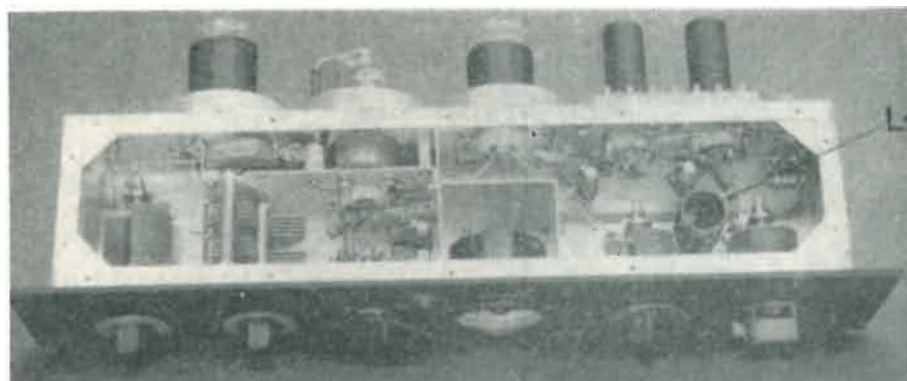



Fig. 3/0549

impedenze RF. RF C_5 = 2,5 mH impedenza RF. S_1 = interruttore; S_2 = commutatore 2 sezioni 4 posizioni.

Bobine:

L_1 = 13 spire filo da 6/10. Diametro 25 mm. lunghezza 25 mm.; L_2 = 16 spire filo da 2/10, doppia copertura cotone, sopra una resistenza da ½ W; L_3 = 6 spire filo da 16/10. Diametro 8 mm., lunghezza 25 mm.;L_4 = 8 spire filo da 10/10. Diametro 6 mm. lunghezza 16 mm.; L_5 = 3,5 MHz, 42 spire. Filo 4/10. 28 spire su 25 mm. 48 μH; 7,0 MHz, 25 spire. Filo 6/10. 20 spire su 25 mm. 18.4 μH; 14,0 MHz, 10 spire. Filo 10/10. 10 spire su 25 mm. 3.5 μH; 21 MHz, 5 spire. Filo 10/10. 10 spire su 25 mm. 1,34 μH; 28 MHz, 3½ spire. Filo 10/10. 10 spire su 25 mm. 0,86 μH; L_6 = 3,5 MHz, 23½ spire. Filo 10/10. 16 spire su 25 mm. 14,5 μH. 3,7/4 MHz, 25½ spire. Filo 6/10. 20 spire su 25 mm. 18,7 μH; 7 MHz, 17½ spire. Filo 10/10. 12 spire su 25 mm. 8,3 μH; 14 MHz, 10½ spire. Filo 10/10. 8 spire su 25 mm. 3,25 μH; 21 MHz, 6½ spire. Filo 12/10. 5 spire su 25 mm. 1,36 μH; 28 MHz, 4½ spire. Filo 12/10. 5 spire su 25 mm. 0,84 μH.

I valori relativi l'alimentatore sono i seguenti:

C_1, C_2 = 4 μF, 1000 V, carta; C_3 = 8 μF 500 V elettrolitici; R_1, R_2 = 0,1 mega 1W; R_3 = 4.000 25 W; R_4 = 25.000 10 W; R_5 = 0,5 mega ½ W; L_1 = 5/25 H, 225 mA; L_2 = 5 H 210 mA; T_1 = trasformatore di accensione 2,5 V 4 A (isolato a 1500 V). T_2 = 800 V per ogni sezione 225 mA; T_3 = 6,3 V 6A. S_1, S_2 = interruttore; RFC = impedenza 2,5 mH RF.

(*P. Soati*)

0550 - Sigg. A. Alimeni - Cosenza - F. Vadalà - Roma

D. Sono richiesti i nomi di alcuni rappresentanti italiani di ditte americane e tedesche.

R. La segnalazione dei rappresentanti in Italia delle case americane (e talvolta di quelle tedesche), che mutano molto di frequente causa la vendita piuttosto esigua di apparecchi in relazione al costo che è sempre alto, è causa di difficoltà non solo di carattere redazionale. Questa è la ragione per la quale non sempre ci è possibile rispondere alle richieste dei lettori.

a) La KENDALL' S è rappresentata dalla Ditta ART, C.so Sempione 38, Milano.

b) La METZ dalla FARFISA, Via Podgora, Ancona.

c) Per la RAYTHEON eventuali schiarimenti possono essere richiesti alla RAYTHEON-ELSI, Via Villagrazia 79, Palermo.

d) GENERAL INSTRUMENT Co., rappresentante BAY & C., Via Fabio Filzi 24, Milano.

e) GOODMANS Ind. (altoparlanti) filiale italiana GOODMANS IND. Via Bellarmino 29, Milano.

f) R.C.A., Silverstar, Via Gracchi 20, Milano.

(*P. Soati*)

0551 Sig. E. Romini - Ravenna

D. Chiede cosa sta ad indicare esattamente il termine inglese abbreviato « r.m.s. » che trova sovente in molte descrizioni di radiotecnica.

R. Il significato della suddetta abbreviaviazione, che fra l'altro è riportato anche nel volume « Le Radiocomunicazioni » della casa editrice Il Rostro non significa letteralmente *radice quadrata del numero*, come da lei af-

a colloquio coi lettori

Il Presidente della Repubblica, su proposta del Ministro dell'Industria e del Commercio, in data 1° giugno ha conferito l'onorificenza di Cavaliere al merito del lavoro al Comm. G. Bruno Verdesi, Amministratore Delegato dell'AUTOVOX S.P.A.
Giordano Bruno Verdesi fondò nel 1933 a Roma un'Azienda industriale denominata « *Industria Radiotecnica Italiana* », della quale era titolare e unico proprietario.
Nel 1945, dopo le distruzioni della guerra, in fraterna comunione di opere e di intenti con il Gr. Uff. Carlo Daroda, dette vita all'AUTOVOX S.P.A. della quale fin dall'inizio fu Amministratore Delegato.
Con felice e geniale intuito sullo sviluppo della motorizzazione, l'inizio dell'attività — che resta tuttora la bandiera dell'AUTOVOX - - fu indirizzata alla realizzazione su scala industriale di radioricevitori per auto che ebbero un largo successo anche per merito dell'interessamento della nostra maggiore industria automobilistica nazionale.
In pochi anni di intenso lavoro l'AUTOVOX divenne la più importante industria dell'autoradio in campo nazionale e si affermò con successo nei mercati internazionali portando il lavoro e la tecnica italiana nei più lontani Paesi del mondo.
Nel 1953 con la nascita della televisione in Italia, l'AUTOVOX potenzia i quadri tecnici, i laboratori di ricerca, le attrezzature, gli impianti e realizza il complesso industriale di Roma nel quale vengono prodotti oltre all'autoradio, televisori di alta qualità, apparecchi radio e apparati professionali.
Oggi il complesso degli stabilimenti AUTOVOX sorge su un'area di 50.000 mq. con una superficie occupata di 27.000 mq. in cui lavorano, oltre 1300 persone tra cui 135 tra Ingegneri e tecnici.
Il conferimento dell'onorificenza di Cavaliere del Lavoro al Comm. G. Bruno Verdesi premia oltre 30 anni di attività nel campo dell'industria elettronica ed è il riconoscimento del contributo del l'AUTOVOX allo sviluppo economico nazionale.

fermato, e di qui la causa dell'equivoco, ma significa, bensì, radice quadrata della media dei quadrati. Esso è usato in radiotecnica per indicare il valore efficace di una tensione. Così, riferendoci all'esempio da lei posto, l'indicazione 25 V rms, non significa che la tensione all'uscita deve essere di 5 V effettivi ma bensì di 25 V efficaci. Non ritengo opportuno intrattenermi sul significato di *valore efficace*, del quale avrà senz'altro nozioni molto precise. *(P. Soati)*

0552 - Sig. R. Perone - Torino

D. Desidera ricevere le note di servizio relative all'apparecchio MK3.

R. Nell'*antenna* sono state pubblicate le note di servizio relative i seguenti apparecchi del surplus della serie MK: ZC1 - MK II n. 10 dell'anno 1959; 3MK II n. 12-1959 e n. 1-1960. Se le interessano tali numeri può richiederli alla nostra amministrazione, la quale, qualora siano disponibili, glieli spedirà contro-assegno. *(P. Soati)*

0553 - Sig. A. Molentino - Trieste

D. Chiede dove può trovare un libro completo contenente le caratteristiche, il tipo e l'impiego dei tubi elettronici riceventi, trasmittenti e speciali, sia europei che americani, fabbricati dopo l'ultima guerra, ed un altro destinato ai transistori.

R. La casa editrice Il Rostro dispone delle seguenti pubblicazioni: *Kuhn, Manuale dei transistori* in due volumi, nei quali sono illustrate anche le relative caratteristiche. *Pisciotta, Tubi a raggi catodici*, relativo circa 300 tipi diversi di tubi, *Pisciotta, Prontuario degli zoccoli valvole europee*.
Dati più completi si possono avere rivolgendosi alle case costruttrici le quali forniscono, dietro pagamento, i volumi relativi le valvole di loro costruzione e provvedono al loro aggiornamento. Così la PHILIPS, Servizio Libreria Piazza IV Novembre 3 Milano dispone del *Philips Handbook* in 3 volumi, oltre ad altri volumi relativi i tubi industriali ed i transistori.
La stessa affermazione vale per la FIVRE, Servizio Pubblicazioni Tecniche Via Guastalla 2 Milano, e la MARCONI Aquila, la Società ELSI di Palermo ed altre ancora.
Le consigliamo perciò di rivolgersi ai suddetti indirizzi per avere tutte le delucidazioni che le interessano. È l'unico mezzo per entrare in possesso di dati veramente validi. *(P. Soati)*

0554 - Sig. L. Condelli - Roma

D. Chiede gli siano inviate le descrizioni e gli schemi degli apparecchi del surplus BC624, BC625 e BC348.

R. Le note di servizio relative agli apparecchi BC624 e BC625 sono stati pubblicate nei numeri 3 e 4 del 1961 de *l'antenna*. Gli stessi sono stati spediti controassegno dalla nostra amministrazione.
Il numero relativo la descrizione dell'apparecchio BC348 è completamente esaurito. *(P. Soati)*

0555 - Sig. Ciccangeli G. - Imperia

D. Desidera conoscere il valore della media frequenza di un ricevitore del surplus.

R. Non conosciamo il valore della media frequenza relativa il radioricevitore del surplus in suo possesso; ad ogni modo il suo calcolo può essere eseguito con facilità specialmente qualora sia in possesso di un generatore di segnali AM.
Porti il generatore di segnali su una data frequenza e lo accoppi al radioricevitore. Il segnale sarà udibile in due punti distinti della scala, relativamente vicini (escluse perciò le onde armoniche): uno corrisponderà alla *frequenza reale* l'altro alla *frequenza immagine*, che come è noto differisce dalla prima del doppio valore della *media frequenza*.
Effettuando la differenza fra i due valori riscontrati e dividendo il risultato per due si otterrà il valore ricercato.
Se ad esempio il generatore di segnali sarà sintonizzato su 9.000 kHz e il segnale sarà udito nel ricevitore oltre che su detta frequenza, ad esempio, anche su 9.940 kHz, effettuando la differenza 9940 — 9000 = 940 e dividendo tale risultato per due otterremo 470 che corrisponde al valore della media frequenza.
Sovente, specialmente nei ricevitori del tipo di quello in suo possesso, si può fare a meno del generatore di segnali. Infatti è sufficiente sintonizzarsi su una stazione piuttosto forte, di frequenza conosciuta, e della quale quasi certamente si potrà udire la frequenza immagine su un altro punto della scala. Procedendo nello stesso modo indicato più sopra si potrà trovare il valore della media frequenza sconosciuto. *(P. Soati)*

0556 - Sig. R. De Angelis - Napoli

D. Complesso trasmittente adatto per essere installato a bordo delle imbarcazioni che compiono percorsi di piccolo cabotaggio.

R. Le consigliamo di richiedere il catalogo alla ditta LARIR, Piazza 5 giornate, Milano. Nello stesso sono illustrate alcune scatole di montaggio assortite alcune delle quali riguardano l'argomento che le interessa. Ad esempio il *Marine radio telephone modello* MWW11 è costituito da un rice-trasmettitore che consente la trasmissione sulla gamma da 2 a 3 MHz e la ricezione sulla stessa gamma oltre a quella di ricezione. Tale apparecchio permette di effettuare il collegamento fra i mezzi marittimi con le stazioni costiere. Il circuito ricevente impiega otto transistori, la qualcosa permette di abbinare al massimo rendimento una lunga durata. Per la banda delle emissioni marittime sono previsti cinque canali, sia in ricezione che in trasmissione, controllati a quarzo. Il circuito ricevente comporta il limitatore automatico di rumore.
Le stadio finale del trasmettitore impiega un tubo 12DQ6 che consente di ottenere una potenza di antenna di ben 26 W. La potenza di entrata è dell'ordine dei 50 W, come richiesto.
Il suddetto rice-trasmettitore incorpora un alimentatore che consente l'alimentazione direttamente dalla batteria a 12 V.
Caratteristiche principali: *Trasmettitore*: gamma di frequenza 2000-3000 kHz. Potenza input 50 W, potenza output 26 W, microfono del tipo a carbone, valvole usate: 1-6BA8 oscillatrice-separatrice, 12DQ6 finale di potenza. *Ricevitore*: gamma di frequenza da 2000 a 3000 kHz e da 550 a 1650 kHz. Media frequenza 455 kHz, sensibilità per emissioni marittime 2 μV, per emissioni circolari 20 μV. Potenza di uscita 3 W con altoparlante interno tropicalizzato. Transistori e diodi: 2N1225 mescolatore; 2N1125 oscillatore locale; 2-2N1110 I e II amplificatore di media frequenza; 2N254 amplificatore di bassa frequenza e silenziatore; 2N301 eccitatore di bassa frequenza; 2-2N1147 amplificatore di uscita finale e modulatore di trasmettitore. Sono presenti altresì 11 diodi. Alimentazione a 12 V. Assorbimento: solo il ricevitore 0,9 A, in attesa 2,1 A, trasmettitore 9 A. Dimensioni: altezza 17, larghezza 24, profondità 31 centimetri. *(P. Soati)*

DISPOSITIVO DI PRESSATURA IDRAULICO SPECIE PER IL RIVESTIMENTO DI CAVI ELETTRICI.
Aktiengesellschaft fur unternehmungen der eisen und Stahl industrie. (76-IT-5530)

APPARECCHIO PER LA PRODUZIONE DI CONDUTTORI ELETTRICI CON UN TERMINALE FISSATO AD UNA O AD AMBEDUE LE ESTREMITÀ.
Amp Incorporated. (76-IT-6130)

FILIERA PER IL RIVESTIMENTO DI FILI METALLICI E NON METALLICI.
Chicago Magnet Wire Corp. (76-IT-8630)

CAVO CONDUTTORE DI CORRENTE ELETTRICA A STRUTTURA PERFEZIONATA IN MODO CHE VENGONO RIDOTTE LE SOLLECITAZIONI CUI SONO SOTTOPOSTI GLI STRATI ISOLANTI INTERNI A SEGUITO DI FLESSIONE DEL CAVO STESSO.
Compagnie Generale de Electricité. (76-IT-4630)

PERFEZIONAMENTI RELATIVI A STRUTTURE DI ELEMENTI ISOLATORI ELETTRICI CHE NE MIGLIORANO LA RESISTENZA MECCANICA E LA SIGILLATURA ERMETICA A TENUTA DELL'INTERNO.
Cox John Edward. (76-IT-2130)

FABBRICAZIONE DI CONDUTTORI ELETTRICI ISOLATI.
International Standard Electric Corporation. (76-IT-1930)

FABBRICAZIONE DI CONDUTTORI E CAVI ELETTRICI PER AMBIENTI FORTEMENTE AGGRESSIVI E O A TEMPERATURE ELEVATE ISOLATI O PROTETTI CON COPOLIMERI OLEFINICI VULCANIZZATI.
Montecatini società Generale per la Industria Mineraria e Chimica. (76-IT-5930)

COMPLESSO DI COLLETTORI AD ANELLO CON I RELATIVI CONDUTTORI AVENTE PICCOLE DIMENSIONI E PROCEDIMENTO PER FABBRICARLO
Pandapas George John. (77-IT-1330)

PERFEZIONAMENTO NEI CAVI ELETTRICI PARTICOLARMENTE DEL TIPO COSIDDETTO A PRESSIONE COMPENSATA.
Peterson Thomas Franklin. (77-IT-4330)

DISPOSITIVO PER SORVEGLIARE I DIFETTI DI ISOLAMENTO SULLE LINEE DI DERIVAZIONE DI GENERATORI ELETTRICI RIVESTITE CON UN MANTELLO ISOLANTE DI MATERIALE SINTETICO E MESSE IN OPERA SU ISOLATORI PORTANTI.
Siemens Schuckertwerke Aktiengesellschaft. (77-IT-2530)

CAVO PER TELECOMUNICAZIONI MUNITO DI FILI SINGOLI DISPOSTI A STRATI CON I QUALI SONO FORMATI CIRCUITI BIFILARI PREVEDENDO MUTUI INCROCI.
Siemens und Halske Aktiengesellschaft. (77-IT-6230)

GRANATI MAGNETICI PER FREQUENZE DI MICROONDE E DISPOSITIVO IMPIEGANTE DETTI GRANATI PER RICEVERE E PROPAGARE ONDE ELETTROMAGNETICHE.
Raytheon Manufacturing Company. (77-IT-0030)

PERFEZIONAMENTI A MEZZI DI PROTEZIONE DA GUASTI PER CONDENSATORI.
Deuschmann Tobe. (77-IT-5430)

DISPOSITIVO DI DEVIAZIONE PER TUBI A RAGGI CATODICI.
Hazeltin Corporation. (77-IT-5830)

PERFEZIONAMENTO NEGLI INTERRUTTORI PER STABILIRE IL COLLEGAMENTO FRA UN TRASMETTITORE E UN RICEVITORE DI MICROONDE MODULATE AD IMPULSI.
Hughes Aircraft Company. (77-IT-4030)

PERFEZIONAMENTI NEI DISPOSITIVI AVENTI TUBI A SCARICA IN GAS COME ELEMENTI ATTIVI E TUBI A SCARICA IN GAS DESTINATI A TALI DISPOSITIVI.
N. V. Philips Gloeilampenfabrieken. (78-IT-9730)

PERFEZIONAMENTI NEI TUBI A SCARICA ELETTRICA IN CUI LA CORRENTE ELETTRONICA È PRODOTTA DA EMISSIONE DI CAMPO E PROCEDIMENTO PER LA FABBRICAZIONE DI CATODI DESTINATI A TALI TUBI.
Lo stesso. (78-IT-8430)

PERFEZIONAMENTI NEI DISPOSITIVI COMPRENDENTI UN TUBO A RAGGI CATODICI AVENTE UN CANNONE ELETTRONICO CON UNA PENDENZA DELLA CURVA DI MODULAZIONE MAGGIORATA.
Lo stesso. (78-IT-8530)

PERFEZIONAMENTI NEI DISPOSITIVI COMPRENDENTI UN TUBO A RAGGI CATODICI AVENTE UN CANNONE ELETTRONICO CON UNA PENDENZA DI MODULAZIONE MAGGIORATA.
Lo stesso. (78-IT-8630)

TUBO ROENTGEN AD ANODO GIREVOLE PARTICOLARMENTE ADATTO PER FORTI CARICHI DI BREVE DURATA.
Siemens Reininger Werke Aktiengesellschaft. (78-IT-4730)

MACCHINA PER RIVESTIRE UN OGGETTO CON UNA FOGLIA DI MATERIALE CHE EMETTE ELETTRONI CONTENENTE UN LEGANTE SOLUBILE COMPRENDENTE DEI DISPOSITIVI PER ALIMENTARE GLI OGGETTI ALLA MACCHINA, PER BAGNARE COL SOLVENTE L'OGGETTO, PER AVVOLGERE LA FOGLIA SULL'OGGETTO, PER ASCIUGARE L'OGGETTO RICOPERTO E PER CONSEGNARE GLI OGGETTI FINITI, PARTICOLARMENTE PER LA FABBRICAZIONE DI CATODI PER TUBI ELETTRONICI.
Sylvania Electric Products Inc. (78-IT-3330)

TELAIO CONTENITORE PER APPARECCHIATURE ELETTRONICHE.
Tassinari Marino. (78-IT-8030)

APPARECCHIO A TUBO AMPLIFICATORE AD ALTA FREQUENZA.
Varian Associates. (79-IT-6230)

KLYSTRON DEL TIPO REFLEX.
Western Electric Company Incorporated. (79-IT-7030)

LAMPADINA PER AUTO, MOTO CON MEZZA LUCE ANABBAGLIANTE A LUCE FRONTALE DIRETTA.
Mazzeschi Leo. (79-IT-5330)

LAMPADA ELETTRICA A DOPPIO FILAMENTO CON ATTACCO A VITE O VIROLA E RELATIVI PORTALAMPADE A TRE CONTATTI.
Tavaglini Antonio. (79-IT-8030)

PERFEZIONAMENTI NEI RADDRIZZATORI A LAMINA AL GERMANIO.
English Electric Valve Company Ldt. (79-IT-9030)

PERFEZIONAMENTO AI CIRCUITI A TRANSISTORI PARTICOLARMENTE CIRCUITI A TRANSISTORI AD ELEVATA VELOCITÀ.
International Business Machines Corporation. (79-IT-5230)

APPARECCHIO A SONDA PER ESEGUIRE PROVE NON DISTRUTTIVE SU SEMICONDUTTORI DI PICCOLE DIMENSIONI
Philco Corporation. (79-IT-9130)

PERFEZIONAMENTI NEI DISPOSITIVI SEMICONDUTTORI.
N. V. Philips Gloeilampenfabrieken. (79-IT-7230)

PERFEZIONAMENTI NEI DISPOSITIVI SEMICONDUTTORI.
N. V. Philips Gloeilampenfabrieken. (79-IT-7230)

PERFEZIONAMENTO NEI SEMICONDUTTORI, METODO PER LA LORO PRODUZIONE E LORO APPLICAZIONE IN DISPOSITIVI SEMICONDUTTORI IN PARTICOLARE TERMOELETTRICI.
Lo stesso. (79-IT-3330)

PROCEDIMENTO PER PREPARARE UNA ZONA AD ALTA DOTAZIONE DI TIPO P ED IL RELATIVO CONTATTO IN UN DISPOSITIVO SEMICONDUTTORE.
Siemens Schuckertwerke Aktiengesellschaft. (79-IT-0130)

DIODO COMMUTATORE AVENTE UN'AMPLIFICAZIONE DI CORRENTE DIPENDENTE DALLA CORRENTE STESSA.
Siemens und Halske Aktiengesellschaft. (80-IT-3330)

DIODO CONCENTRICO A SEMICONDUTTORE.
Teszner Stanislas. (80-IT-8530)

TRANSISTOR A GIUNZIONE DI DIFFUSIONE E PROCEDIMENTO PER LA SUA FABBRICAZIONE.
Texas Instruments Incorporated. (80-IT-8930)

PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE DI ARMATURE MICROPOROSE PER ACCUMULATORI ELETTRICI MEDIANTE SINTERIZZAZIONE DI PARTICELLE DI MATERIALI SINTETICI IN PARTICOLARE DI CLORURO DI POLIVINILE.
Accumulatoren Fabrik Aktiengesellschaft. (80-IT-9030)

ELEMENTO DI COLLEGAMENTO A PONTE TRA ELETTRODI OMOPOLARI DI UN COMPLESSO DI PLACCHE DI BATTERIE GALVANICHE SECONDARIE.
Lo stesso. (80-IT-4630)

ACCUMULATORE ELETTRICO AL PIOMBO.
Lo stesso. (80-IT-3630)

CUSTODIA PER BATTERIE DI ACCUMULATORI ATTA ALLA FORMAZIONE DI COLONNE DI CUSTODIE ED AL FACILE ACCOPPIAMENTO ELETTRICO DELLE BATTERIE NEL MODO DESCRITTO.
O.C.E.M.I.R. Soc. A.R.L. (80-IT-1130)

PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE DI PILE A SECCO.
Societe des Accumulateurs Fixes et de Traction. (80-IT-7530)

Tecnica delle comunicazioni elettriche

EQUALIZZATORE DI RITARDO.
General Telephone Laboratories Incorporated. (84-IT-5330)

GIUNTO A FLANGIA PER GUIDE D'ONDA PER IMPIANTI DI COMUNICAZIONI ELETTRICHE A FREQUENZE ALTISSIME.
Siemens und Halske Aktiengesellschaft. (84-IT-5630)

CIRCUITO DI RISPOSTA A VARIAZIONE DI FREQUENZA.
Radio Corporation of America. (84-IT-5330)

MODULAZIONE CONTEMPORANEA IN AMPIEZZA E FREQUENZA DELL'ONDA PORTANTE E OTTENUTA IN FUNZIONE DELLA TENSIONE DEL RIFLETTORE DEL KLYSTRON.
Elettronica S.R.L. (84-IT-4930)

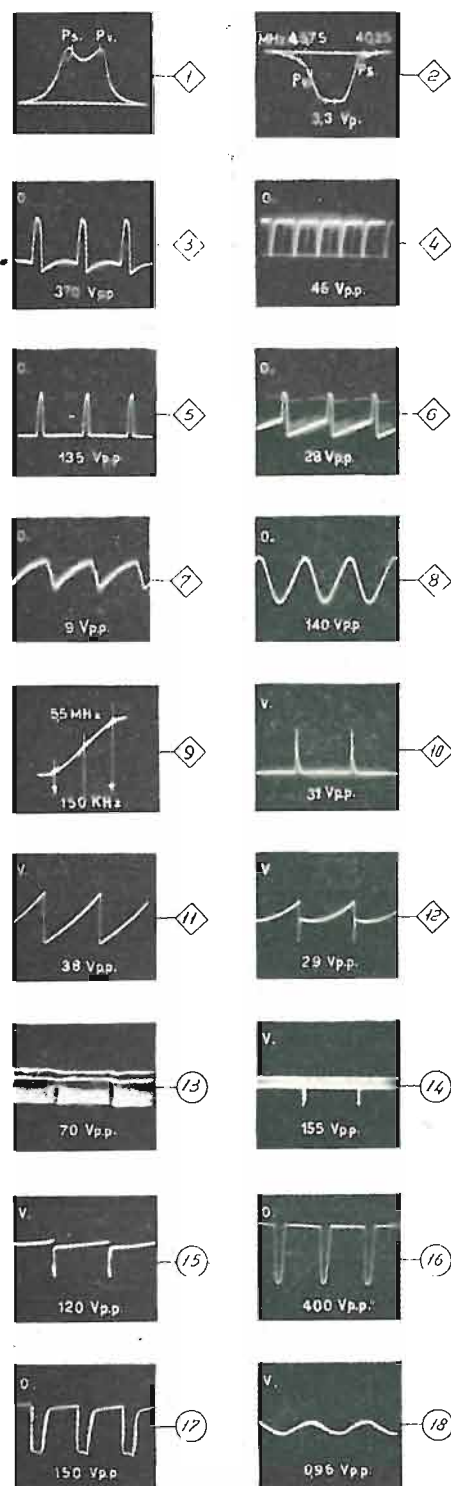
PERFEZIONAMENTO NEGLI APPARECCHI TELEGRAFICI STAMPATI A TIPI.
Handley John. (84-IT-7930)

SISTEMA TELEFONICO AUTOMATICO COMBINATO A FILO E RADIO PER STABILIRE CONNESSIONI FRA ABBONATI MOBILI E ABBONATI FISSI.
General Telephone Laboratories Incorporated. (84-IT-8430)

FABBRICAZIONE DI UNA GUIDA D'ONDA A LUNGA TRATTA.
International Standard Electric Corporation. (85-IT-7630)

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Watt Radio mod. 19 TW 5-4

Fig. 1 - Forme d'onda che si debbono riscontrare nei diversi punti del circuito.

1. - GENERALITA'

I televisori della WATT RADIO, con sede a Torino, nei quali si fa uso dello chassis 19 TW 5,4, sono adatti alla ricezione di tutti i canali italiani VHF e UHF. L'alimentazione è prevista per tutte le reti a 220 V (con dispositivo per inserimento su 240 V). L'assorbimento è di 210 VA. Nel circuito di alimentazione esiste un fusibile ritardato da 1,5 A. L'ingresso è del tipo bilanciato a 300 ohm. Dovendo collegare il televisore a delle linee di alimentazione da 75 ohm, occorre inserire un dispositivo di adattamento.

Il valore della media frequenza video è quello classico di 45,75 MHz e quella audio di 40,25 MHz (5,5 MHz).

2. - VALVOLE IMPIEGATE: V

V_1 = PCC189 doppio triodo, amplificatore radio frequenza VHF; V_2 = PCF81 pentodo triodo, convertitore oscillatore VHF; V_3 = PC88 triodo amplificatore RF UHF; V_4 = PC86 triodo-convertitore UHF; V_5 = EF80 pentodo, 1° amplificatore media frequenza video; V_6 = EF80, pentodo, 2° amplificatore media frequenza video; V_7 = EF80 pentodo, 3° amplificatore media frequenza video; V_8 = PCL84 pentodo triodo, amplificatore video ACG; V_9 = ECH81 pentodo triodo-amplificatore e separatore di sincronismi; V_{10} = EAA91 doppio diodo, comparatore di fase; V_{11} = PCF80 triodo pentodo, tubo a reattanza, oscillatore orizzontale; V_{12} = PL500 pentodo, uscita orizzontale; V_{13} = PY88 diodo, damper; V_{14} = DY87 diodo-rettificatore EAT; V_{15} = EF80 pentodo, media frequenza audio; V_{16} = PCL86 triodo pentodo, preamplificatore e finale di BF; V_{17} = triodo pentodo, oscillatore ed uscita verticale; V_{18} = EAA91 doppio diodo, clipper. Cinescopio = 23 DGP4. Diodi = OA81, 2-OA79, OA73, BY100.

3. - CONTROLLI DEI VARI CIRCUITI

Lo schema del circuito, come al solito è riportato nella rubrica «Archivio schemi» al termine del presente numero.

3.1. - Sensibilità

Occorre eseguire le regolazioni portando il comando del contrasto al massimo. Agire in modo da ottenere la massima ampiezza del segnale video sul catodo del cinescopio, evitando in modo assoluto la compressione degli impulsi di sincronizzazione.

In caso di un eccessivo contrasto minimo, effettuare la regolazione per il minimo desiderato.

3.2. - Larghezza orizzontale

Regolare in modo da ottenere 960 V precisi sul punto di congiunzione tra R_{400}, R_{410} e C_{408}. La tensione deve essere misurata, rispetto alla massa, con Vm da 20.000 Ω/V in presenza di se-

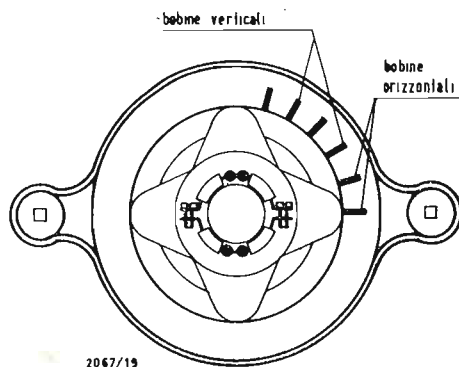



Fig. 2 - Circuito VT1009-02.

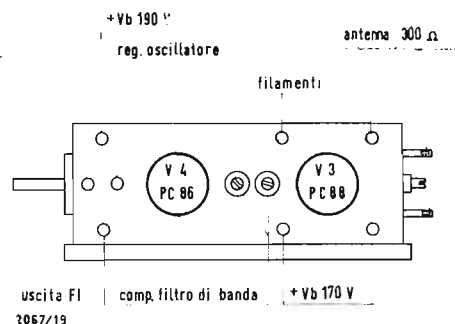



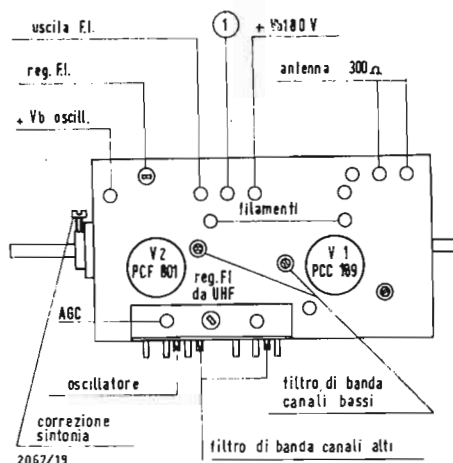
Fig. 3 - Disposizione dei componenti del gruppo RF.

A destra: Fig. 4 - Disposizione dei componenti del gruppo RF.

Fig. 5 - Il trasformatore di uscita ATP22/2.

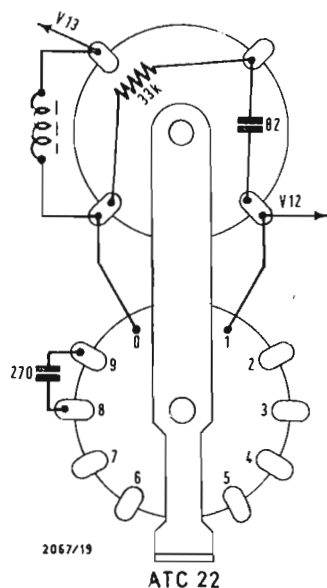
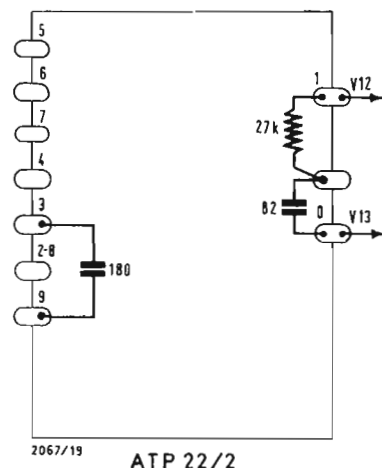



Fig. 6 - Il trasformatore di uscita ATC22.

(*) Le figure contrassegnate con le lettere maiuscole si trovano sul retro dello schema elettrico del televisore.

gnale in antenna, con il comando di contrasto ruotato per il massimo, la luminosità a zero, e per tensione di rete esattamente su 220 V.

È necessario tenere presente che dei valori di tensione diversi da quelli indicati, possono causare delle sensibili anomalie nel funzionamento della valvola PL500.

3.3. - Trappola video

Frequenza 5,5 MHz. È necessario effettuare la regolazione in modo da ottenere il minimo effetto intercarrier, visto sullo schermo del cinescopio.

3.4. - Forme d'onda

In figura 15 sono visibili le forme d'onda che si debbono riscontrare nei diversi punti del circuito. La lettera V si riferisce alla frequenza verticale, la lettera O alla frequenza orizzontale.

4. - COMPLESSO DELLE PIASTRE RELATIVE AI CIRCUITI STAMPATI

Nelle figure che indichiamo sono mostrate le piastre relative ai circuiti stampati interessanti il televisore, visti dalla parte dei componenti.

Figura A. Circuito CW 22/1: relativo la larghezza orizzontale, la cancellazione e la stabilizzazione.

Figura B. Circuito 1 QW 100/1: relativo la sincronizzazione e la deflessione verticale.

Figura C. Circuito FIRW 45/1: relativo il circuito finale video.

Figura D. 2 AW 2/2: relativo frequenza intermedia audio, amplificatore di bassa frequenza.

Figura E. 3 RW 22/1: relativo la separazione e l'oscillatore di sincronismo orizzontale.

Figura F. RRW 55/1: relativo la rivelazione audio.

Figura G. 4 FIW 45/1: relativo la frequenza intermedia video, finale video e CAG.

Figura 2. Circuito AT 1009/02: relativo le bobine di deflessione

Nelle figure 3 e 4 sono visibili i principali comandi relativi le varie regolazioni, fisse o semifisse, nella figura 5, il trasformatore di uscita ATP 22/2 (in alcune serie può essere montato il trasformatore tipo ATC 22, di cui alla figura 6. Il trasformatore di uscita verticale T_{550} che è visibile in figura 7 in alcune serie può essere sostituito dal tipo PK 50636 di cui alla figura 8.

Dovendo sostituire dei componenti di una certa importanza è bene rivolgersi direttamente alla casa costruttrice. Per evitare incertezze e perdite di tempo è consigliabile citare la sigla stampigliata sul componente stesso.

Gli schemi relativi questo tipo di televisore possono essere soggetti a leggere modifiche. A

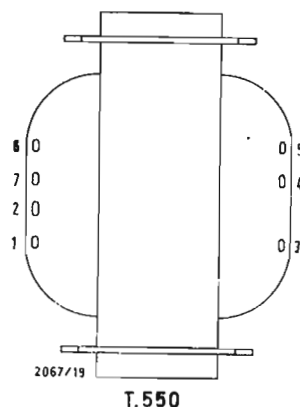



Fig. 7 - Il trasformatore di uscita verticale T550.

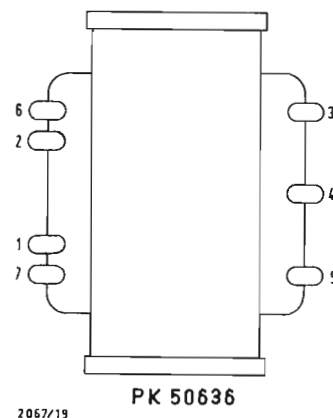



Fig. 8 - Il trasformatore di uscita verticale PK50636.

Schema elettrico del radioricevitore SIEMENS ELETTRA Mod. RR 6843 A/B

STEREO POWER AMPLIFIER MASTER AUDIO CONTROL

MODELLO X - 100

prezzo speciale

L. 139.000

senza mobiletto contenitore

CARATTERISTICHE

Uscite per altoparlante: 4,8 e 16 ohm per ogni canale.
Ingressi: Quattordici jack: sei a basso livello, otto ad alto livello, quattro magnetici (per fono o nastro), 2 ceramici o magnetici ad alto livello.
Uscite: Tre attraverso jack: due per registratore, una per canale centrale.
Comandi di regolazione: Controllo del volume, controllo della curva dell'intensità, commutatore di equalizzazione a due posizioni: RIAA per fono e NARTB per nastro, controllo dei bassi e degli acuti (individuali per ogni canale), bilanciamento, filtri antifruscio e antirombo, canale centrale, controllo dei livelli fono e nastro, regolazione della tensione di polarizzazione per le migliori condizioni di funzionamento degli amplificatori, selettori d'ingresso a cinque posizioni: mono-fono, inversione, stereo. A-B (in posizione mono-fono si può ascoltare senza disturbi un disco monofonico usando una capsula stereo).
Potenza: 18 Watt per canale effettivi.
Risposta di frequenza: entro ± 1 dB da 20 a 20.000 Hz.
Distorsione armonica: 0,5% a 18 Watt.
Rumore totale: Più di 90 dB al disotto dell'uscita nominale.
Separazione dei canali: Migliore di 50 dB.
Sensibilità a bassi livelli: (per l'uscita nominale): Fono magn. basso livello: 3,6 mV; Nastro: 2,2 mV.
Sensibilità ad alti livelli: (per l'uscita nominale): Sintonizzatore 0,22 Volt; Aux 1 0,18 Volt; Aux 2: 0,18 Volt; Monitore: 0,5 Volt.
Tubi impiegati: Undici: 4 - ECC83/7025/12AX7; 2 - 7247; 4 - EL84/6BQ5; 1 - GZ34/5AR4.
Alimentazione: 220 Volt c.a. 50 Hz 125 Watt.
Dimensioni: 37 x 30,1 x 10,6 cm.
Peso: 10 Kg. circa.

Rappresentante generale per l' Italia:

INTERNATIONAL S.p.A.

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730